Nº 22
Maio
1988

elektor eletrônica

Cz$ 350,00

Adaptador de 256 cores para o EGA

Linhas de retardo em áudio

Dez idéias úteis para seu carro

Tudo sobre os SMDs

ATS
ATS TECNOLOGIA
APhOLO PLUS/COLOR
12", tela antireflexiva
THOR
compatível com PC-XT*,
640 Kbytes
PhEGASUS
compatível com PC-XT*,
portátil, 640 Kbytes,
com impressora.
ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.
ATS TECNOLOGIA
*PC-XT é marca registrada da IBM.

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas 35
Mercado 70

TECNOLOGIA

Linhas de retardo — tipos e aplicações (1º parte) 15
Saiba como atuam esses dispositivos, tanto os analógicos como os digitais, nos circuitos eletrônicos de eco e reverberação

SMT: a eletrônica em versão compacta (1ª parte) 62
Uma nova série sobre os componentes de montagem em superfície, desta vez abordando também algumas técnicas de projeto para circuitos impressos e as máquinas de montagem automática

MONTAGENS

Amplificador de fones para o Prelúdio 9
Último acessório do pré-amplificador Elektor, ele permite audição individual com alta fidelidade, empregando um circuito classe A transistorizado

Idéias 25
Dez circuitos para seu carro

Prelúdio — 4º parte 43
A série chega ao fim com algumas dicas suplementares e a sugestão de um adaptador de impedâncias para certas entradas

Gerador senoidal com freqüências discretas — 2º parte . 50
Concluindo o instrumento, um circuito de salvas e a montagem de todo o conjunto no gabinete

Adaptador de 256 cores para o EGA 58
Uma útil sugestão para micros compatíveis com a linha PC, utilizando componentes simples e baratos

APLICAÇÕES PRÁTICAS

O 723 como fonte de corrente constante 48
Como utilizar esse famoso regulador em uma de suas mais insuspeitas aplicações; modelos para pequenas e grandes correntes

Uma das montagens mais populares apresentadas por Elektor, o Prelúdio já pode ser montado na íntegra: nesta edição completa-se a seqüência de artigos sobre esse pré-amplificador de alta qualidade. Com o amplificador para fones de ouvido e várias sugestões finais de montagem, ele pode ser considerado um dos prés mais completos, mesmo em comparação com modelos profissionais.
Continuando uma tendência iniciada em nossa edição de dezembro/janeiro, a seção de Idéias traz outra série de circuitos de aplicação específica — agora voltados exclusivamente para automóveis. Nada de coisas mais ambiciosas, como ignição eletrônica, mas antes boas idéias para tornar o carro mais seguro, prático ou "inteligente".

elektor códigos

elektor eletrônica *Elektor edição Brasileira*

Ano II, Número 22, Maio/88

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 – 4º andar
(011) 241-0833
CEP 04088 – S. Paulo

Diretora executiva: Helena Orlinski

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann

Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino

Comercial:
Jorge A. Brum Calaça (gerente)

Assistente Administrativa:
Tânia M. C. Batista

Assinaturas: Marli Mantovani
Nilza Bueno do Nascimento

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. K. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição: GAZETA MERCANTIL

Fotolito: PT

Impressão: EDITORA PARMA LTDA

Distribuição: FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:

p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili-) = 10^{-3}
k (kilo-) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista. Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Um bom par de fones de ouvido concede-nos o prazer de ouvir música de forma mais introspectiva, com uma qualidade equivalente à dos melhores alto-falantes, mas custando apenas uma fração de seu preço. Pois com este amplificador o prazer será ainda maior: ele fornece 160 mW por canal em 8 ohms, com toda a pureza dos circuitos classe A de baixa potência. Embora tenha sido projetado especificamente para o pré da Elektor, pode ser utilizado com qualquer outro pré-amplificador

Amplificador de fones para o Prelúdio

Em condições normais, existem dois métodos práticos de excitar um fone de ouvido. O primeiro deles consiste em incluir resistores na saída do amplificador de potência convencional — que apresenta a desvantagem de reduzir o fator de amortecimento (empobrecendo assim a resposta de graves), além de criar inconveniências físicas, dependendo do posicionamento do próprio amplificador.

A segunda alternativa, mais sensata, envolve a confecção de um amplificador totalmente separado, só para os fones. Se optarmos então por um circuito classe A, a qualidade de reprodução será das melhores, graças à pequena potência exigida na saída. De fato, os problemas de dissipação quase sempre associados aos amplificadores classe A simplesmente desaparecem com esses níveis de potência. Mas além da qualidade sonora, essa classe de amplificador apresenta outra vantagem incontestável: a total ausência da distorção de *crossover*.

Antes de passar à análise do circuito, informamos que a sugestão aqui apresentada foi especialmente projetada para o Prelúdio, sendo portanto compatível com o restante do sistema. Nada impede, porém, que ela se torne auto-suficiente e seja utilizada com outros equipamentos; tudo o que ela precisa é de uma fonte apropriada, que forneça ± 15 V, 250 mA.

O circuito

Na figura 1 podemos ver o esquema completo do amplificador para fones, já na versão estereofônica. O primeiro detalhe que salta à vista, com certeza, é o grande número de transistores utilizados — um fator inevitável, dados os elevados padrões desejados. Em nossa análise, vamos nos concentrar apenas no canal esquerdo, já que ambos são exatamente iguais; note que todos os componentes do canal direito foram identificados com a mesma numeração de seus correspondentes no canal esquerdo, acrescida de aspas (R' ou C', por exemplo).

Repare também que as técnicas e configurações típicas dos amplificadores operacionais foram implementadas utilizando-se componentes discretos, a exemplo dos demais estágios do Prelúdio. Como já mencionamos, esse "artifício" assegura uma operação bastante estável, aliada a uma estrutura simplificada.

O trimpot P1, logo na entrada, atua como controle embutido de volume desse canal (assim como

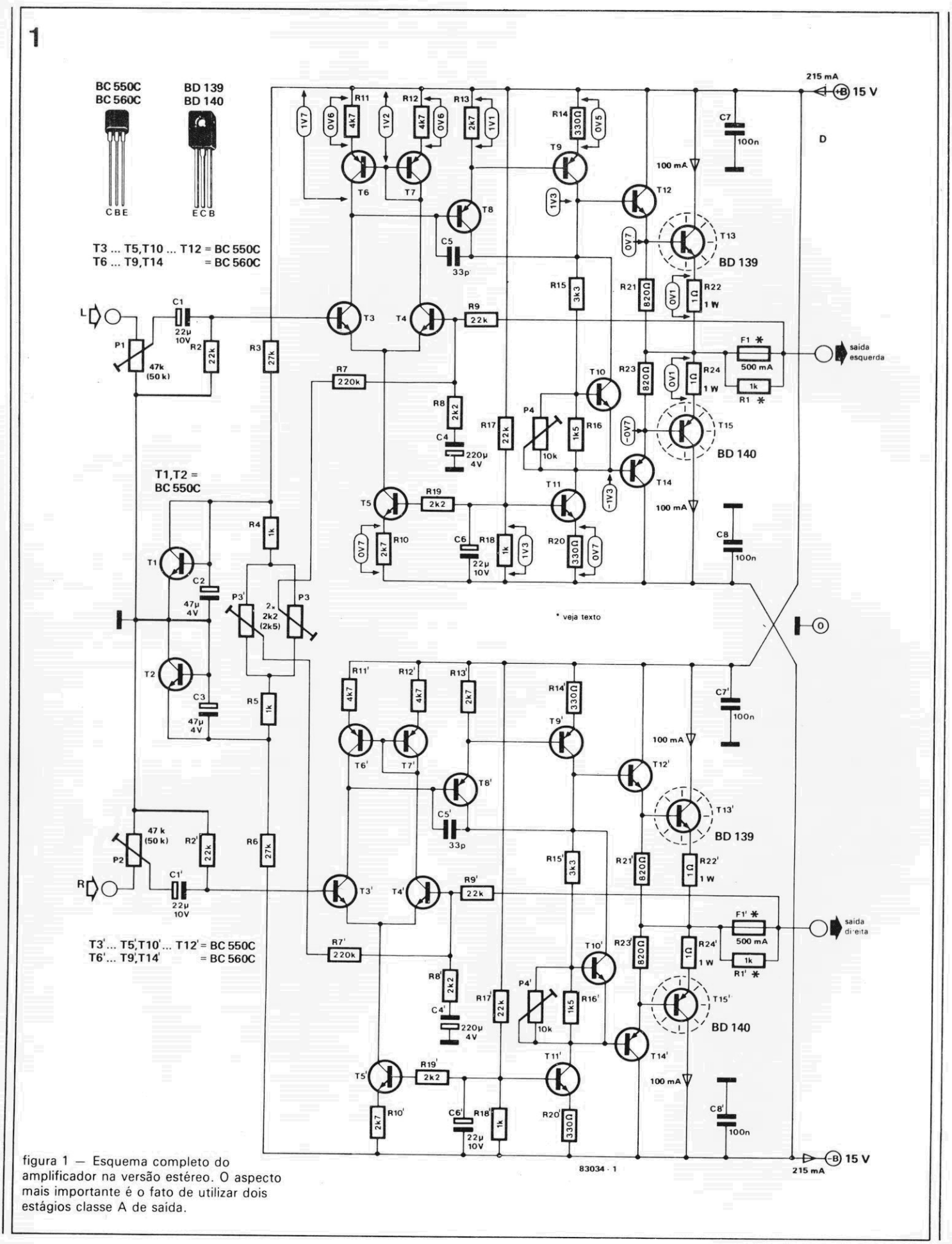


figura 1 — Esquema completo do amplificador na versão estéreo. O aspecto mais importante é o fato de utilizar dois estágios classe A de saída.

P2 no outro); isto significa que o equilíbrio entre canais é obtido pelo ajuste desses potenciômetros. Passando por eles, o sinal de entrada vai atingir a base de T3, via capacitor C1; esse transistor forma, juntamente com T4, um amplificador diferencial. A corrente contínua que flui por esse estágio é fornecida pela fonte de corrente constante baseada em T5. Os coletores de T3 e T4, por sua vez, são "drenados" por um espelho de corrente, composto por T6 e T7; qualquer descasamento entre estes dois transistores é compensado pelos resistores R11 e R12.

O chamado espelho de corrente faz exatamente o que o nome sugere — ou seja, a corrente de um lado é refletida pelo outro (mais informações sobre esse tipo de circuito foram reunidas no quadro em anexo). Sob condições quiescentes, a corrente que flui por T6 é igual à que passa por T7; caso a corrente "puxada" por T7 caia, T6 passa automaticamente a drenar o mesmo valor de corrente. Essa implementação de um espelho de corrente resulta em um amplificador diferencial com melhores características, tais como linearidade, ganho, excursão máxima de saída, etc.

O sinal presente no coletor de T3 é agora bastante amplificado pelo par darlington formado por T8 e T9, cujo ganho elevado é devido a uma alta impedância de coletor, obtida com o auxílio de outra fonte de corrente (T11). O estágio de saída é composto pelos excitadores T12/T14 e pelos transistores de potência T13/T15. A corrente quiescente, nessa etapa, é determinada por T10; na prática, P4 impõe a tensão coletor-emissor de T10, que por sua vez estabelece o nível de tensão nas bases de T12 e T14.

A corrente quiescente foi fixada em um nível propositalmente alto (100 mA), a fim de que o amplificador trabalhe em classe A até que a potência de saída exceda 160 mW (em 8 ohms). O grau de realimentação está sendo controlado por R8 e R9; embora pareça estranho instalar R9 após o fusível, fique tranquilo: é uma boa forma de contornar quaisquer características negativas do mesmo. Para garantir que o laço de realimentação não seja interrompido pela eventual queima do fusível, um resistor de 1 k (R1) foi colocado em paralelo com ele. O *offset* em CC é providenciado por T1 e T2, que são usados como diodos, garantindo assim que a tensão sobre os capacitores C2/C3 e sobre a malha de resistores R4, P3', P3 e R5 seja sempre equivalente a ± 0,6 V.

O trimpot P3 permite que a tensão CC de saída seja fixada em 0 V; na prática, isto é conseguido ao se fornecer mais ou menos corrente de base a T4. Para entender essa preocupação, basta ter em mente que qualquer tensão contínua substancial existente na saída do amplificador pode danificar os fones; na melhor das hipóteses, vai provocar um bocado de distorção.

Para alimentar o circuito pode ser adotada qualquer fonte simétrica capaz de fornecer um mínimo de 250 mA, com tensões de +15 e -15 V. Deve dispor, no entanto, de proteção contra curto-circuitos, para que a corrente total não ultrapasse 1 A; os CIs reguladores 7815 e 7915 constituem a solução ideal, caso o amplificador vá ser uma unidade independente. Mas se ele fizer parte do Prelúdio, não será preciso preocupar-se com a fonte, já que o equipamento previu uma alimentação apropriada (veja a Elektor nº 19).

Montagem

A placa de circuito impresso projetada especialmente para o amplificador pode ser vista na figura 2. Nossa primeira recomendação, antes que a montagem seja iniciada, é a utilização de componentes da melhor procedência, principalmente quando se trata de semicondutores; quanto maior o cuidado nesse aspecto, tanto melhor será o resultado final. Quanto aos resistores R1 e R1' e aos fusíveis F1 e F1', foram incluídos apenas para exercer alguma proteção por nível de corrente (ou seja, para proteger o equipamento ligado à saída do amplificador). Eles não protegem o amplificador propriamente dito, já que os fusíveis têm uma reação muito lenta. Caso não sejam considerados necessários, podem ser eliminados e substituídos por simples pontes de fio.

Os dois pares de saída (T13/T15 e T13'/T15') pedem um bom resfriamento, podendo ser montados sobre dissipadores separados ou sobre um único dissipador de grandes dimensões. No segundo caso, é preciso não esquecer de isolá-los eletricamente uns dos outros; claro que a parte traseira do gabinete serviria perfeitamente para essa finalidade, especialmente se o amplificador para fones for montado juntamente como Prelúdio. Esse aspecto da montagem também foi levado em conta no projeto global do pré-amplificador.

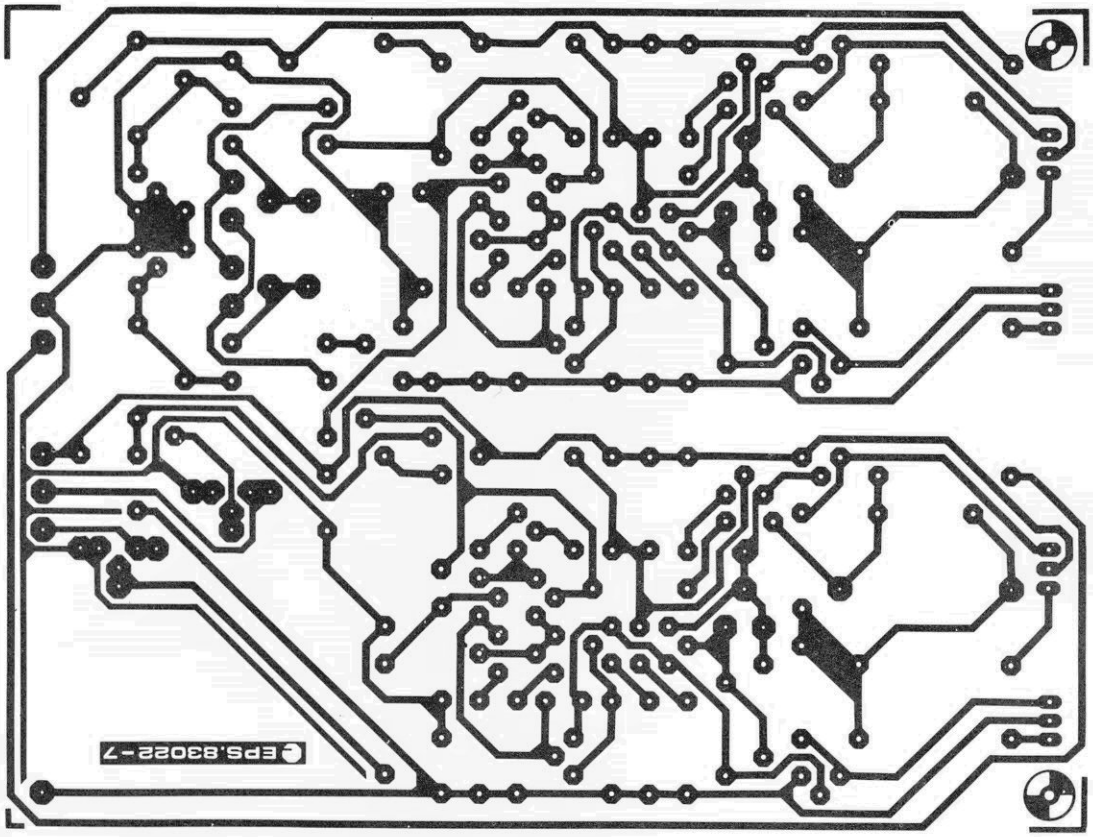
Calibração e outros detalhes

Comece colocando os cursores de P3' e P3 na posição central e os de P4' e P4 totalmente para a esquerda (sentido anti-horário). Comute então seu multímetro para

Ficha técnica

— Potência de saída em classe A:	160 mW em 8 ohms 600 mW em 30 ohms 120 mW em 600 ohms
— Distorção harmônica:	0,01% entre 20 Hz e 20 kHz
— Resposta em frequência:	6 Hz a 100 kHz, plana
— Relação sinal/ruído:	superior a 90 dB (1 mW sobre 8 ohms)
— Fator de amortecimento:	maior que 80 (20 Hz...20 kHz) sobre 8 ohms
— Sensibilidade de entrada:	8 mV para 1 mW sobre 8 ohms

2



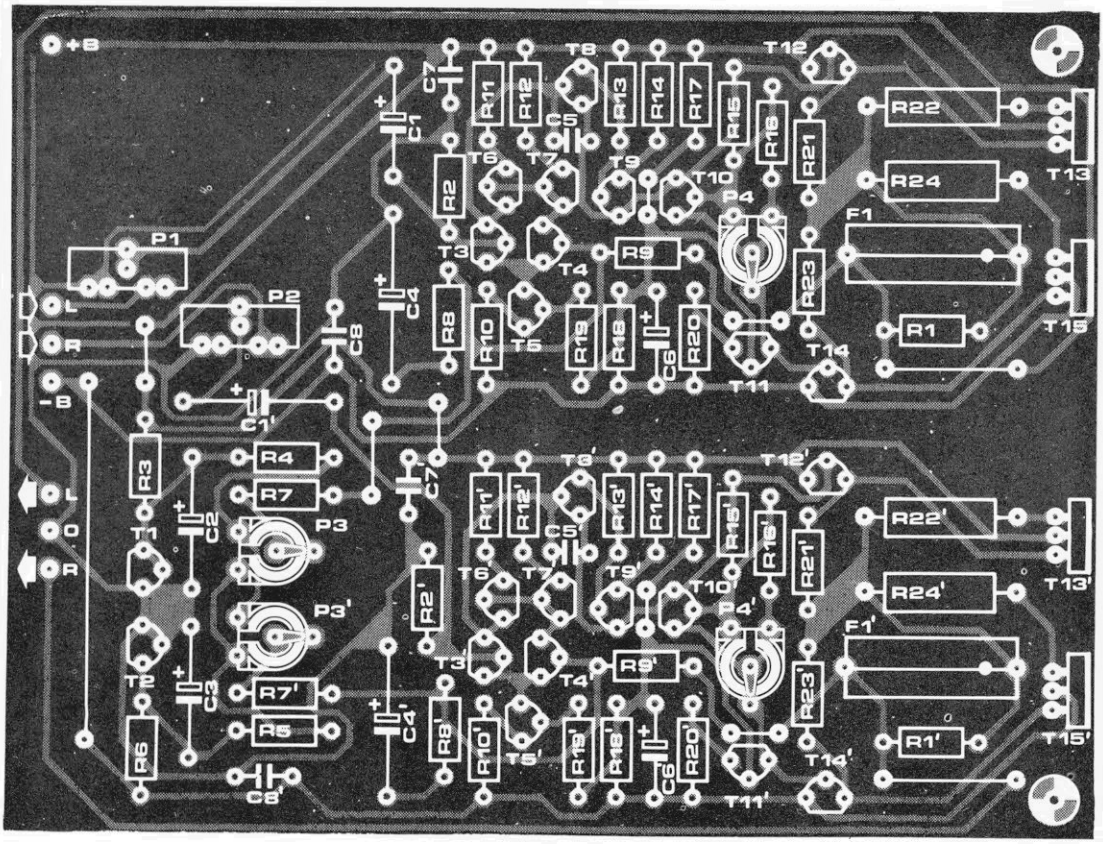


figura 2 — Placa de circuito impresso contendo os dois canais do amplificador. A fonte deve ficar em separado.

Lista de componentes

Resistores
R1,R1',R4,R5,
R18,R18' — 1 k
R2,R2',R9,R9',
R17,R17' — 22 k
R3,R6 — 27 k
R7,R7' — 220 k
R8,R8'.
R19,R19' — 2,2 k
R10,R10',
R13,R13' — 2,7 k
R11,R11',
R12,R12' — 4,7 k
R14,R14',
R20,R20' — 330
R15,R15' — 3,3 k
R16,R16' — 1,5 k
R21,R21',
R23,R23' — 820
R22,R22',
R24,R24' — 1/1 W
P1, P2 — 47 ou 50 k trimpots verticais
P3,P3' — trimpots de 2,2 ou 2,5 k
P4, P4' — trimpots de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C1',C6,C6' — 22 μF/10 V
C2,C3 — 47 μF/4 V
C4,C4' — 220μF/4 V
C5,C5' — 33 pF
C7,C7',C8,
C8' — 100 nF

Semicondutores
T1...T5,T3',T4',
T5',T10,T10'
T11,T11',T12,
T12' — BC550C
T6...T9,
T6'...T9',
T14,T14' — BC560C

Diversos
Placa nº 83022-7
F1,F1' — fusíveis de 500 mA, com suportes para circ. impresso
Dissipadores para T1...T4

a faixa de 500 mV CC e ligue-o aos emissores de T13 e T15. Em seguida, gire P4 no sentido horário até obter uma leitura de 200 mV; espere um pouco até que o circuito estabilize, já que os transistores de saída demoram um pouco para esquentar, e repita o processo para obter os 200 mV realmente estáveis. O mesmo procedimento deve ser aplicado ao cana direito.

Para terminar, o multímetro precisa ser posicionado na menor faixa possível de tensão CC; ligue-o à saída e ajuste P3 (P3' depois) até que a leitura seja nula e estável.

Já comentamos sobre o grande número de transistores utilizados, principalmente do tipo BC550C. Tirando proveito desse fato, pode-se tentar formar pares casados em T3, T4, T3', T4' e assim melhorar ainda mais as especificações do amplificador (uma boa ocasião para usar o "Casador de transistores" publicado no nº 21). De fato, caso sejam encontrados pares quase iguais, é possível omitir todo o estágio de compensação em CC, formado por T1, T2, C2, C3, R3...R7 e R7'.

No início do artigo afirmamos que o amplificador funciona em classe A até ser atingido um certo nível de potência final; na prática, isso vai depender da impedância exibida pelo fone de ouvido. O protótipo foi testado com os mais variados modelos de fones e concluiu-se que praticamente todos eles podem ser usados, sem exceder os limites da classe A. Na figura 3 podemos observar um gráfico da potência de saída em relação à impedância dos fones, mostrando também os limites entre as operações em classe A e B.

Como se pode ver, os limites normais foram estabelecidos em 160 mW (para 8 ohms) e 120 mW (para 600 ohms). Com baixas impedâncias (8 ohms, por exemplo) é possível obter mais potência, mas já adentrando a operação em classe B. Mas a eficiência dos atuais fones de ouvido (que chega a 90... 110 dB para uma entrada de 1 mW) dispensa a necessidade de se trabalhar nessa classe de amplificação. Caso o montador realmente deseje ultrapassar esses limites, porém, a figura 3 apresenta as possibilidades; se os fusíveis forem substituídos por fios, pode-se conseguir quase 10 W sobre 8 ohms!

3

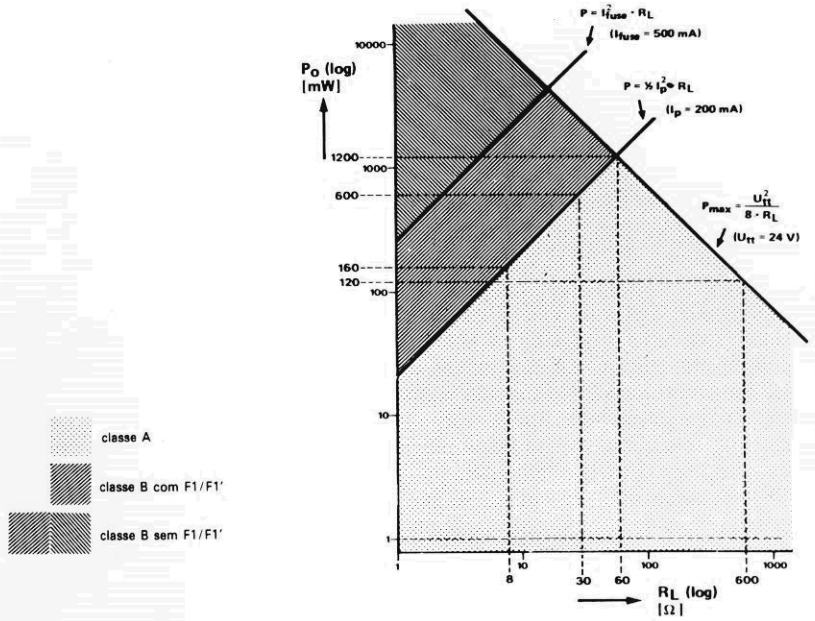


figura 3 — Diagrama mostrando os limites entre as operações em classe A e classe B, relativamente à impedância dos fones.

Espelhos de corrente

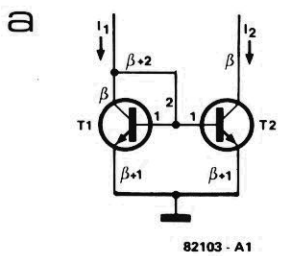
Não se pode dizer que sejam exatamente uma novidade, pois não passam de circuitos que garantem igualdade entre duas correntes. A idéia, porém, é extremamente útil quando se emprega circuitos integrados, pois propicia uma excelente precisão sem qualquer tipo de calibração ou ajuste. O "macete" consiste em tirar o máximo proveito de características idênticas entre os transistores — especialmente quando estão alojados em um mesmo CI.

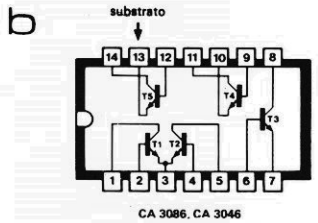
Como sempre acontece com as grandes idéias, o princípio básico do espelho de corrente é a própria simplicidade. Sabemos que quando uma corrente flui por um diodo, fatalmente uma tensão vai surgir em seus terminais; a situação inversa também é verdadeira, portanto: se essa mesma tensão for aplicada ao diodo, teremos uma corrente exatamente igual à original. Em poucas palavras, uma determinada corrente vai definir uma tensão precisa e esta, por sua vez, determina aquela mesma corrente.

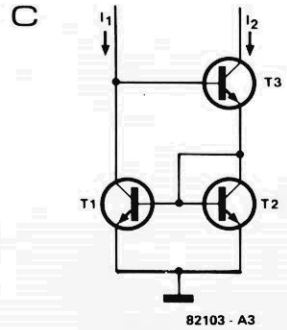
Levando esse princípio mais adiante, se a mesma tensão for aplicada a dois diodos iguais, a mesma corrente vai fluir em ambos. Isto vale também para os transistores: desde que sejam idênticos, a mesma tensão base-emissor vai acarretar correntes de base e de coletor iguais. A grande vantagem é que essa regra resulta válida por toda a gama de correntes permissíveis — apesar de a característica corrente/tensão dos diodos ou transistores ser pouquíssimo linear.

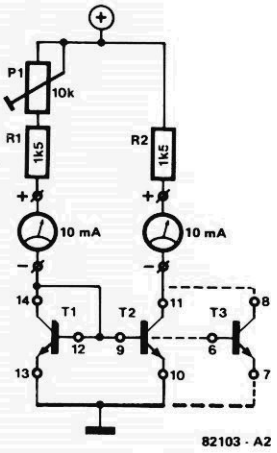
Com esses dados em mente, é fácil entender os espelhos de corrente. A figura A mostra a versão mais simples, usando apenas dois transistores — onde I1 é a corrente de entrada e I2 é a corrente "espelhada" de saída, que deve ser idêntica à outra.

Assim que uma corrente é "forçada" através de T1, ele vai conduzir, ajustando sua tensão coletor-emissor (e, com ela, a tensão de base) de modo que a









tensão base-emissor corresponda exatamente à corrente desejada de coletor — ignorando, por enquanto, a corrente de base. Para qualquer corrente I1 de entrada, a correspondente tensão base-emissor será estabelecida pelo próprio transistor. Neste circuito que estamos examinando, a mesma tensão base-emissor vai aparecer também em T2 — que, por ser idêntico à T1, irá exibir uma corrente de coletor (I2) igual à dele.

Em suma, uando uma corrente (I1) é aplicada a T1, este transistor vai estabelecer uma tensão correspondente entre base e emissor. A mesma tensão aparece entre os terminais de base e emissor de T2, fazendo com que sua corrente de coletor (I2) seja idêntica a I1 (lembrando mais uma vez que as correntes de base foram ignoradas).

Eis como funciona, basicamente, o espelho de corrente. Pode-se até implementar um deles, para fins de teste, como se pode ver pela figura B. Para se obter melhores resultados, os transistores utilizados devem ser tão idênticos quanto possível — tais como os que são encontrados em CIs do tipo CA3046 ou CA3086. Esses integrados contém cinco transistores, dois dos quais podem ser aproveitados na confecção do espelho de corrente.

Note que é possível ainda acrescentar outro transistor (T3) em paralelo com T2, que vai "puxar" o mesmo nível de corrente. Em outras palavras, a corrente total dos coletores de T2 e T3 será exatamente o dobro daquela que passa pelo coletor de T1. Temos então um preciso multiplicador de corrente, muito utilizado como conversor D/A.

A corrente de base, que deixamos de lado até agora, deve ser obrigatoriamente extraída de I1. Isto significa que a corrente de coletor em T1 é, na verdade, ligeiramente menor que I1, assim como as várias correntes "espelhadas". Voltando à figura A. se o ganho de corrente dos transistores (β) for igual a 100, as correntes de base equivalerão a 1% das correntes de coletor. Se assumirmos correntes de base de 1 mA, por exemplo, as correntes de coletor serão de 100 mA; consequentemente, vamos ter I1 = 102 e I2 = 100 mA — ou seja, um erro de 2%!

Logicamente, esse erro tende a diminuir à medida em que o ganho dos transistores aumenta. Para um espelho de corrente realmente preciso, no entanto, esse ganho teria que ser quase infinito — o que não é nada fácil de obter na prática. A melhor solução consiste em acrescenter um terceiro transistor, como se vê na figura C, que tem o efeito de reduzir o erro em um fator equivalente ao ganho de T3.

À primeira vista, esse circuito parece estar "invertido", com I2 funcionando como corrente de entrada, mas não é bem assim. Vamos assumir que uma corrente I1 esteja sendo imposta ao lado esquerdo do circuito; caso T1 esteja inicialmente bloqueado, a corrente deverá fluir pela base de T3 e depois por T2. Para todo efeito, T1 e T2 formam realmente um espelho de corrente: T1 irá drenar então uma corrente igual à do coletor de T2. Esta, por sua vez, é quase idêntica à do coletor de T3.

Observando agora as correntes de base, concluimos que elas devem ser todas iguais, uma vez que as correntes de coletor são as mesmas. Duas dessas correntes de base (para T1 e T2) derivam do emissor de T3; metade desse valor deve corresponder à corrente de base de T3 (vindo de I1), ao passo que a outra metade advém de I2. As correntes I1 e I2 são, portanto, praticamente iguais; a única diferença entre elas é a corrente de base ligeiramente maior exigida por T3, a fim de gerar um pouco mais de corrente de coletor. Como dissemos anteriormente, esse pequeno erro é reduzido em proporção ao ganho de corrente de T3.

Assim, esse espelho de corrente com três transistores é quase perfeito, sendo muito utilizado nos amplificadores operacionais de transcondutância.

Reverberação, eco, vibrato, defasamento, *flanging*, efeito coral são apenas algumas das inúmeras possibilidades das linhas eletrônicas de retardo. Suas aplicações, porém, não estão restritas a efeitos de áudio: sistemas de reforço sonoro, equipamentos de controle de níveis, processadores de voz, todos empregam esses circuitos, de uma forma ou de outra. Merecem pois ser dissecados até os mínimos detalhes e em suas várias aplicações, mesmo nas mais inusitadas.

Linhas de retardo — tipos e aplicações

1ª parte

Como todos sabem, a velocidade do som ao ar livre é de aproximadamente 345 m/s; isto quer dizer que, mesmo em percursos relativamente curtos, ele leva um tempo mensurável para atingir o ouvinte (cerca de 30 ms para cada 10 metros). Quando ouvimos música — não importa se reproduzida por um equipamento de áudio doméstico ou ao vivo, num concerto —, o sinal que chega aos nossos ouvidos é uma mistura de sons diretos e refletidos. Os do primeiro tipo viajam diretamente da fonte sonora até o ouvinte, enquanto os do segundo são antes refletidos nas paredes, no teto e na decoração, percorrendo obrigatoriamente distâncias mais longas.

O ouvido humano, por outro lado, é extremamente sensível ao tempo gasto pelo sinal antes de alcançá-lo e ao nível de som refletido que ele contém. Todo sinal privado de alguma reverberação natural (tal como a saída de um oscilador ouvida diretamente por fones) soa flagrantemente "artificial", sendo em geral definido como uma sensação desagradável, que tende a cansar o ouvinte. Certas técnicas usadas em gravações de estúdio, por exemplo, têm o efeito de eliminar da música essa reverberação natural, gerando um som "pálido" e sem vida, isento de qualquer ambiência.

Por essa razão, os estúdios são obrigados a introduzir uma certa dose de reverberação artificial, a fim de restaurar o "corpo" da música. Salas de concerto com acústica deficiente também podem se beneficiar com esse processo — adotando linhas de retardo para controlar eletronicamente suas características de reverberação. Variando-se a extensão e o nível da reverberação, a acústica da sala pode ser até adaptada ao tipo de música que estiver sendo executada — tempos mais longos para peças orquestrais e mais breves para música de câmara, digamos.

Mas além de simular as características de reflexão sonora de ambientes acústicos específicos, as linhas de retardo podem ser utilizadas também para

1

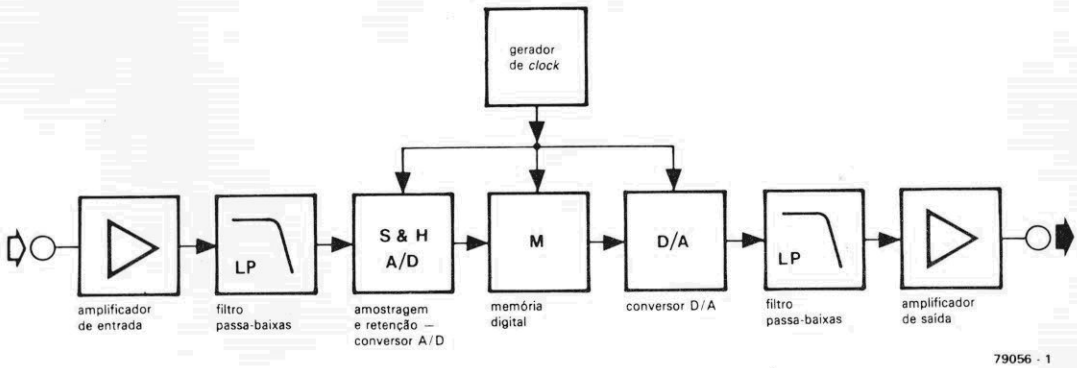


figura 1 — Diagrama de blocos de uma linha de retardo digital para sinais de áudio. O sinal analógico de entrada tem primeiramente sua faixa limitada por um filtro passa-baixas, para depois ser convertido em um sinal digital no conversor A/D. Daí ele passa para um registrador de deslocamento digital ou uma memória RAM, onde é "ritmado" por um gerador de *clock*. Em seguida, sofre uma reconversão para a forma analógica, antes de passar por outro filtro passa-baixas, que elimina os resíduos do *clock*.

2

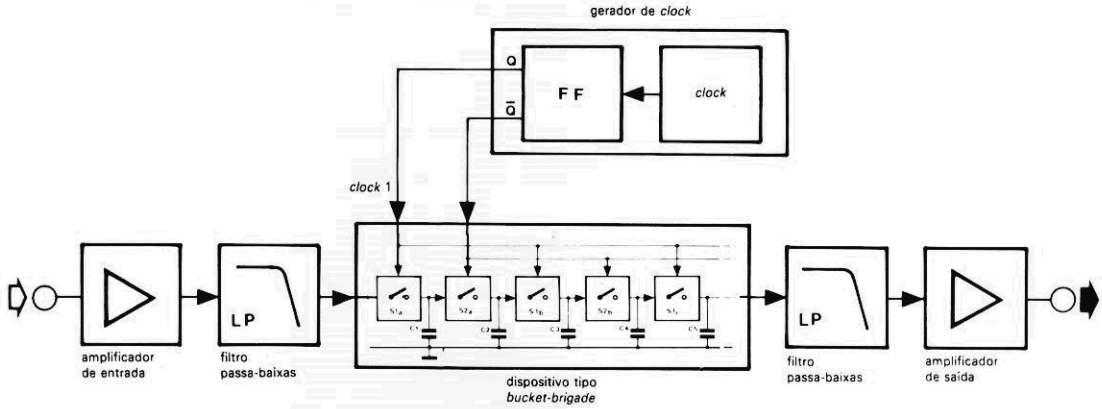


figura 2 — Linha analógica de retardo para áudio empregando um registrador de deslocamento tipo *bucket-brigade*. Os níveis de carga representando o valor instantâneo do sinal analógico amostrado são transferidos de um capacitor para outro, como se fossem baldes de água passados de mão em mão no combate a um incêndio — daí o nome "brigada do balde".

processar o sinal musical de várias maneiras, obtendo uma gama de efeitos espetaculares. E possível explorar, por exemplo, certas reações psicoacústicas do cérebro e convencê-lo de que o ouvido está recebendo não uma, mas diversas vozes ao mesmo tempo; é o chamado "efeito coral" (ou *chorus*, em inglês). Essas linhas eletrônicas permitem ainda criar efeitos de *phasing* (defasamento), *flanging* e sons ditos "espaciais" — sendo estes largamente utilizados em filmes de ficção científica, mas sem ter quaisquer correspondentes diretos na natureza.

Outras aplicações das linhas de retardo podem ser encontradas em equipamentos de processamento de sinais, onde são usadas para fornecer aos circuitos de controle tempo suficiente para "aplainar" sobrecargas, transientes, etc., antes que o sinal seja enviado a um estágio posterior. Também encontram lugar em sistemas de PA (amplificação pública), nos quais podem melhorar consideravelmente a inteligibilidade dos sinais de voz.

Os modelos "primitivos"

Durante vários anos foram usadas linhas de retardo de atuação eletromecânica, entre as quais a mais conhecida era a "câmara de eco" — que não passava de uma sala especialmente projetada, cuja resposta acústica podia ser alterada pelo uso de cortinas, revestimentos e outros recursos semelhantes, a fim de alterar as propriedades de absorção das superfícies refletoras. O sinal do qual se queria "extrair" um eco era reproduzido via alto-falantes e depois captado por microfones criteriosamente posicionados. Um método bastante dispendioso, com resultados sempre limitados pelas dimensões de câmara utilizada.

Outros sistemas adotados por muito tempo na produção de eco e reverberação são as unidades eletromecânicas baseadas em molas ou fitas metálicas. nesse caso, os sinais acústicos são aplicados, por exemplo, a uma mola helicoidal por meio de um transdutor; eles percorrem então toda a mola e são captados na outra extremidade através de um segundo transdutor, que o reconverte em um sinal elétrico. Infelizmente, porém, essa modalidade de linha apresenta diversos problemas: em primeiro lugar, mostram-se bastante limitadas na gama de aplicações, ficando restritas apenas aos efeitos de eco e reverberação; e em segundo, costumam ser muito suscetíveis a vibrações externas e tendem a exibir ressonâncias próprias, deixando de ter uma resposta perfeitamente plana.

Problemas semelhantes de sensibilidade a distúrbios mecânicos podem ser notados em gravadores que dispõem de sistemas de eco e reverberação, os quais empregam várias cabeças de reprodução controladas de forma a proporcionar um atraso variável do sinal de áudio. Além disso, como boa parte da responsabilidade de tais efeitos recai sobre a estrutura mecânica dessas máquinas, conclui-se que são consideravelmente sofisticadas e, portanto, bastante caras.

Linhas de retardo eletrônicas

Para a felicidade de técnicos e audiófilos, porém, os recentes desenvolvimentos verificados no *"hardware"* do áudio tornaram possível o desenvolvimento de sistemas de atraso totalmente eletrônicos — que além de serem mais confiáveis, oferecem um som mais fiel, isento de colorações estranhas, e são normalmente mais baratos; sem falar que podem ser aproveitados na geração de uma grande variedade de efeitos especiais relacionados com o tempo.

Ao contrário do que acontece nas unidades eletromecânicas de retardo, o sinal de áudio não é transmitido continuamente pela linha e sim amostrado a uma freqüência que deve ser pelo menos duas vezes superior à maior freqüência presente no sinal. As amostras são então passadas, sob o controle de um *clock*, por algum

tipo de registrador de deslocamento, indo depois reconstituir o sinal original na saída por meio de uma filtragem passa-baixas, que tem o efeito de remover os "resíduos" do *clock*.

Pode-se fazer uma distinção básica entre dois tipos de linha eletrônica de retardo. De um lado existe a digital, que adota memórias RAM com uma lógica especial de controle, ou registradores de deslocamento; em ambos os casos, a memória digital deve ser precedida e seguida por conversores A/D e D/A, respectivamente. Do outro lado tem-se a linha analógica, que utiliza memórias do tipo *bucket-brigade* ou CCD *(charge coupled devices)*.

O diagrama de blocos de uma linha do primeiro tipo está representado na figura 1. Um gerador de *clock* controla tanto os conversores A/D e D/A como o ritmo em que o sinal amostrado atravessa o registrador. São empregados aí dois métodos básicos de conversão A/D: modulação delta e modulação por código de pulsos.

O modulador delta produz uma saída única, sob a forma de um trem de pulsos, proporcionando uma indicação contínua do aumento ou decréscimo do sinal. No primeiro caso, a saída do modulador assume um nível alto e no segundo um nível baixo; se o sinal de entrada for constante, porém, o circuito irá liberar uma saída equivalente a 01010101.

Na modulação por código de pulsos, por outro lado, o sinal analógico é convertido em seqüências de pulsos que representam, em código binário, o valor instantâneo das amostras. O processo todo assemelha-se a uma comparação entre o sinal analógico e uma tensão de referência com a forma de uma escada em ascensão. Assim que a tensão de referência excede o sinal analógico, a saída do comparador muda de estado. A altura da escada (ou seja, o número de degraus que ela possui) representa um índice da magnitude do sinal aplicado à entrada. Além disso, o número de bits existente em cada palavra binária (isto é, o número de saídas do conversor A/D) vai determinar a resolução ou precisão dessa conversão. Quanto maior o número de bits, tanto mais degraus haverá na escada e, consequentemente, menor será o erro introduzido — já que a altura de cada degrau torna-se cada vez mais próxima das mínimas variações do sinal.

Uma resolução satisfatória costuma ser obtida com códigos de no mínimo 12 bits, correspondendo a $2^{12} = 4096$ degraus na escada. Se os degraus têm a mesma altura, diz-se que o código é linear — isto é, que existe uma relação linear entre a entrada analógica e a saída binária do conversor. Se, por outro lado, a altura dos degraus não é constante, o código passa a ser chamado de "compandido" (comprimido-expandido). Existe ainda uma técnica sofisticada conhecida como "codificação por ponto decimal flutuante", que pode ser empregada para ampliar o alcance do conversor — permitindo, por exemplo, variar o ganho ou a atenuação do sistema de acordo com a amplitude do sinal de entrada. A informação relativa ao grau de ganho introduzido pelo conversor também é codificada em binário e depois transmitida juntamente com a versão digitalizada da entrada analógica; assim, durante o processo de reconversão (D/A) pode-se aplicar a quantidade inversa de ganho ou atenuação, restaurando o sinal original.

3

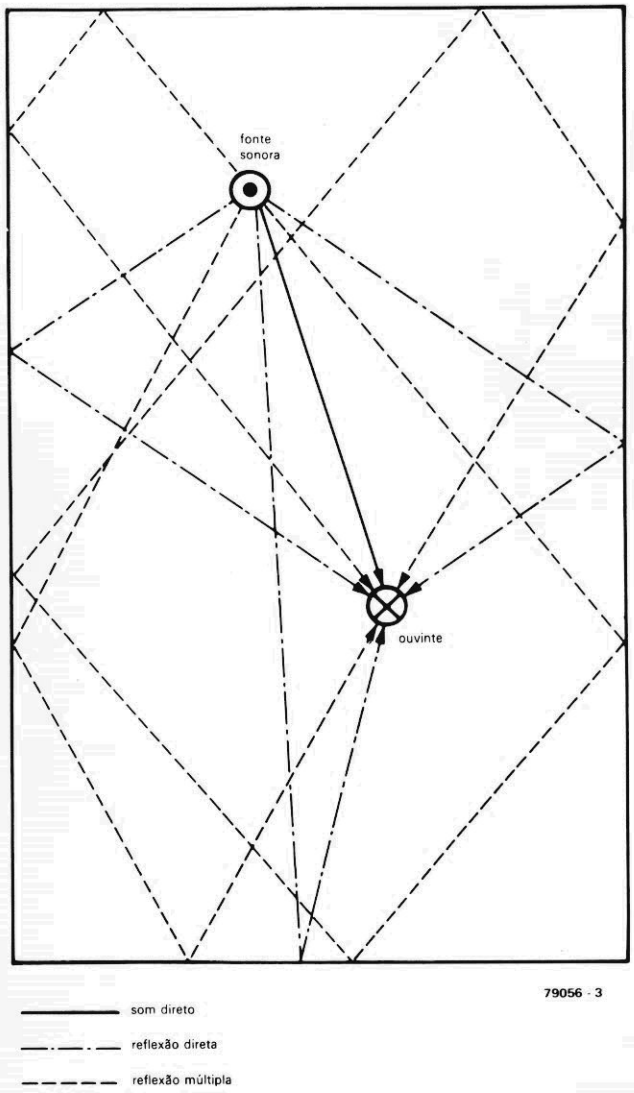


figura 3 — Esquema dos vários trajetos percorridos pelas ondas sonoras, desde a fonte sonora até o ouvinte, em uma sala retangular.

4

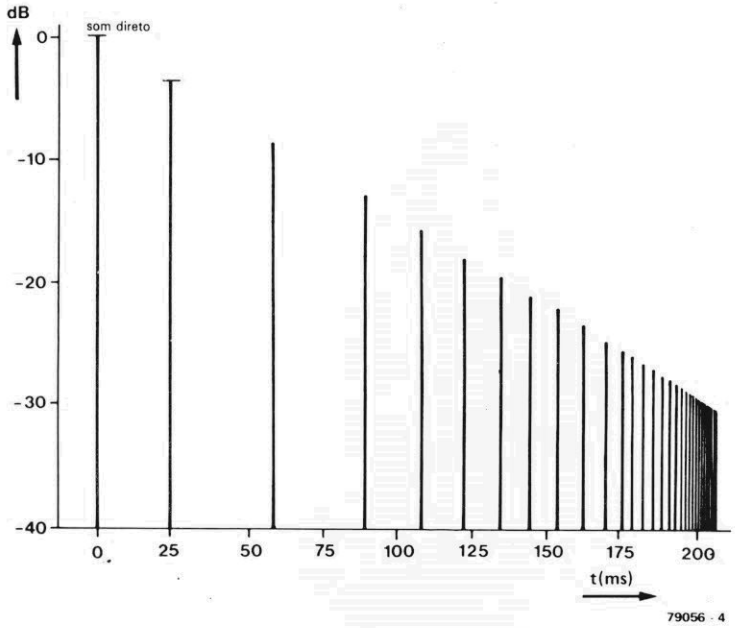


figura 4 — Gráfico amplitude x tempo ilustrando as características de densidade e decaimento dos ecos, durante o período de reverberação de um único sinal sonoro. A amplitude das sucessivas reflexões e os intervalos entre elas são determinados pela extensão dos trajetos executados pelas ondas sonoras e também pelas propriedades de absorção e reflexão das superfícies que encontram durante o percurso.

5a

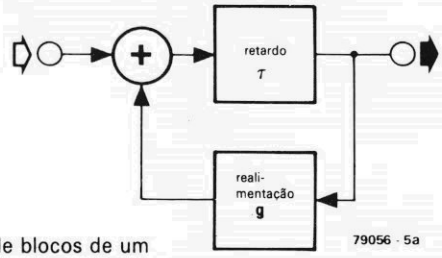


figura 5a — Diagrama de blocos de um simples módulo reverberador, constituído por uma linha com tempo de retardo τ e por um laço de realimentação que atenua "g" vezes o sinal atrasado.

5b

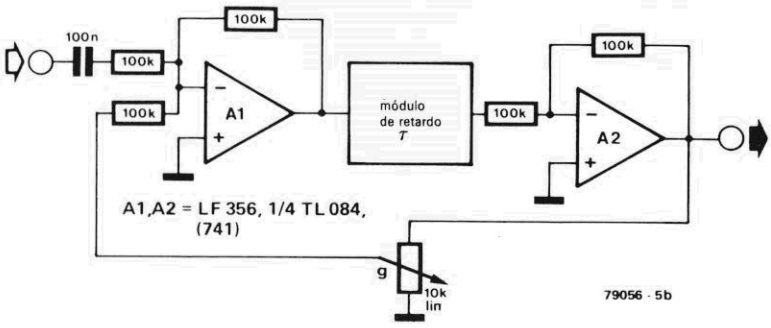


figura 5b — Esquema elétrico do módulo reverberador apresentado em (a). A atenuação g do sinal realimentado pode ser continuamente variado, a partir de 0 dB, por meio do potenciômetro.

Os dados binários são passados por um registrador de deslocamento, através de um *clock*, ou por memórias RAM, com o apoio de uma lógica especial de controle. É óbvio, portanto, que o ritmo de transferência dos dados — e consequentemente o nível de retardo aplicado — é estabelecido pela frequência de *clock*.

Segundo o teorema da amostragem de Nyquist, a frequência usada nesse processo deve ser pelo menos igual ao dobro da maior frequência presente no sinal amostrado. Por esse motivo, é necessário limitar a faixa do sinal analógico de entrada por meio de um filtro passa-baixas com uma característica de corte bastante brusca. Processo semelhante é adotado na saída da linha de retardo, a fim de remover o *clock* de alta frequência e produtos espúrios eventuais, gerados pela interação entre as frequências de *clock* e do sinal.

Os sistemas de atraso digitais têm a vantagem de poderem ser ampliados virtualmente sem limites, sem prejudicar a qualidade do sinal. Ao contrário, portanto, das linhas analógicas, nas quais o grau de atenuação imposto ao sinal é sempre proporcional ao tempo de atraso. Assim sendo, os registradores do tipo digital são mais apropriados em aplicações que exigem tempos de retardo mais longos.

Ademais, a possibilidade de se usar tempos maiores permite elevar a frequência de *clock* e, por tabela, a máxima faixa do sinal, mantendo simultaneamente períodos de atraso razoáveis. em contrapartida, os deslocadores digitais trazem embutida a desvantagem do alto custo dos conversores A/D e D/A; de fato, embora os próprios circuitos de deslocamento sejam mais baratos que seus equivalentes analógicos, o preço adicional da conversão A/D/A eleva consideravelmente os custos globais. E isto torna-se mais premente caso seja requerida uma linha digital de retardo com várias saídas, cada uma delas com um tempo diferente; é preciso dispor então de um conversor D/A separado para cada saída, ao passo que com uma linha analógica o sinal pode ser obtido diretamente em sua forma original.

5c

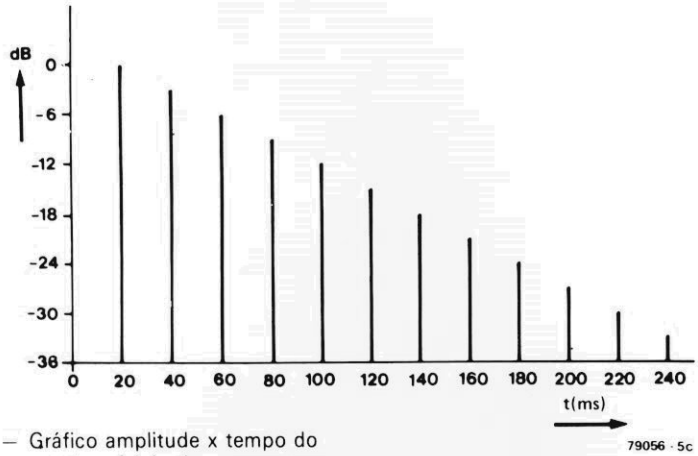


figura 5c — Gráfico amplitude x tempo do sinal entregue pelo módulo de reverberação, onde τ = 20 ms e g = -3 dB (0,7).

5d

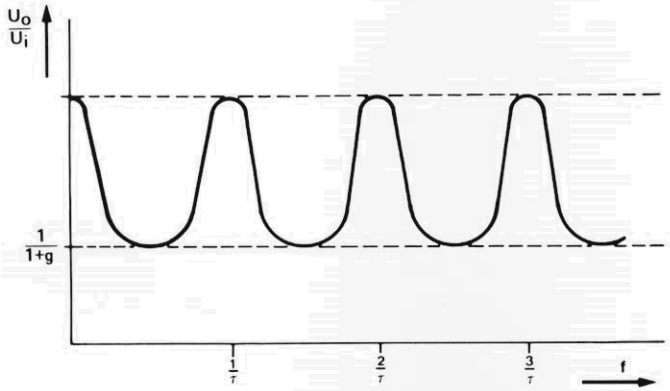


figura 5d — A resposta em frequência do módulo assemelha-se à de um filtro pente. O tempo de retardo determina o intervalo entre picos sucessivos da resposta (= $1/\tau$), enquanto a atenuação g do laço de realimentação estabelece a amplitude dos picos.

6a

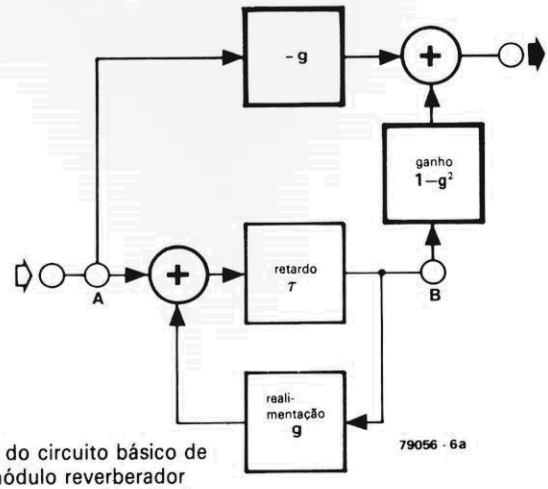


figura 6a — Extensão do circuito básico de reverberação: é um módulo reverberador "passa-tudo" com resposta em frequência linear.

As linhas de retardo analógicas, como já vimos, podem ser divididas entre as que utilizam as memórias tipo *bucket-brigade* e as que fazem uso dos dispositivos CCD. O princípio básico envolvido é o mesmo nos dois casos; a única diferença entre eles reside na estrutura dos CIs de retardo.

O termo *bucket-brigade* (literalmente, "brigada do balde") provém da associação com as correntes humanas formadas para se combater incêndios, nas quais passa-se baldes de água da fonte até o local do fogo. No caso dos deslocadores digitais, os baldes são capacitores e a água, pacotes de cargas que correspondem ao valor instantâneo do sinal analógico amostrado. Esses pacotes são transferidos de capacitor em capacitor, através de chaves FET controladas por um *clock* de duas fases.

Como as capacitâncias integradas no CI estão longe do modelo ideal, exibindo portanto correntes de fuga significativas, as amostras são inevitavelmente atenuadas ao passar pelos deslocadores. Entretanto, pelo fato de todas as amostras serem atenuadas igualmente, a envoltória da forma de onda original é preservada. Infelizmente, porém, ao se utilizar tempos de retardo maiores — fazendo o sinal passar por um maior número de estágios —, o efeito cumulativo de todas essas pequenas perdas resulta em uma perceptível deterioração da relação sinal/ruído. Esse problema se manifesta com mais intensidade em circuitos contendo laços de realimentação, que fazem o sinal passar várias vezes pelo mesmo deslocador.

As memórias tipo *bucket-brigade* são superiores aos elementos CCD nesse aspecto, sendo quase sempre as preferidas em circuitos de áudio. Os CCDs, no entanto, oferecem maiores densidades por CI e mostram-se mais adequados em aplicações de alta frequência, tal como no retardo de sinais de vídeo. A estrutura básica de uma linha de retardo empregando memórias *bucket-brigade* pode ser vista na figura 2; note aqui também a presença de filtros passa-baixas de corte brusco na entrada e na saída, para limitar a faixa do sinal original e eliminar os componentes da frequência de *clock*.

Aplicações das linhas de retardo

Pode-se considerar o efeito da reverberação como a utilização mais comum (e também a mais complexa) dos sistemas de atraso eletrônicos. Chamamos de reverberação ao fenômeno acústico que é parte indissociável de todo e qualquer ambiente normal de audição — seja ele uma pequena sala de estar ou uma grande sala de concertos. Apenas em salas especialmente construídas, chamadas de câmaras anecóicas, não há sinal de reverberação — que pode ser definida como a reflexão de uma parcela das ondas sonoras nas paredes, no teto e no chão do ambiente.

Em ambientes de grande volume interno, tais como catedrais, que possuem superfícies refletoras "duras", os sons podem levar até 4 ou 5 segundos para desvanecer totalmente. Em outras palavras, eles representam a condição acústica ideal para aqueles órgãos de tubos, mas tendem a tornar a fala humana quase que ininteligível, a não ser que a pronúncia seja bastante lenta e cadenciada; a acústica dessas igrejas, aliás, deve ser a principal razão da empostação lenta e monótona assumida pelos padres durante os sermões.

No caso das salas de concerto, não só as superfícies arquitetônicas influenciam a acústica do ambiente, mas também o número de pessoas presentes na platéia. Uma sala repleta, por exemplo, terá um período de reverberação mais breve, se comparada à situação de meia lotação — a não ser que tenha sido projetada de forma que suas poltronas exibam características de reverberação similares às das pessoas.

O diagrama da figura 3 ilustra o padrão de dispersão de um som breve e agudo em um ambiente doméstico convencional. O ouvinte vai perceber primeiramente o sinal original, que o alcança em linha reta a partir da fonte sonora. Ele é seguido, após um breve intervalo, pela primeira reflexão direta vinda da parede mais próxima — que por sua vez é sucedida por outras reflexões diretas, provenientes de superfícies mais distantes (teto, chão, paredes traseiras, etc.). Estas últimas combinam-se rapidamente com o número crescente de reflexões múltiplas ou indiretas, as quais passam por mais de uma superfície. Como parte da energia das ondas sonoras é absorvida a cada reflexão, a amplitude dos "ecos" diminui de forma mais ou menos exponencial.

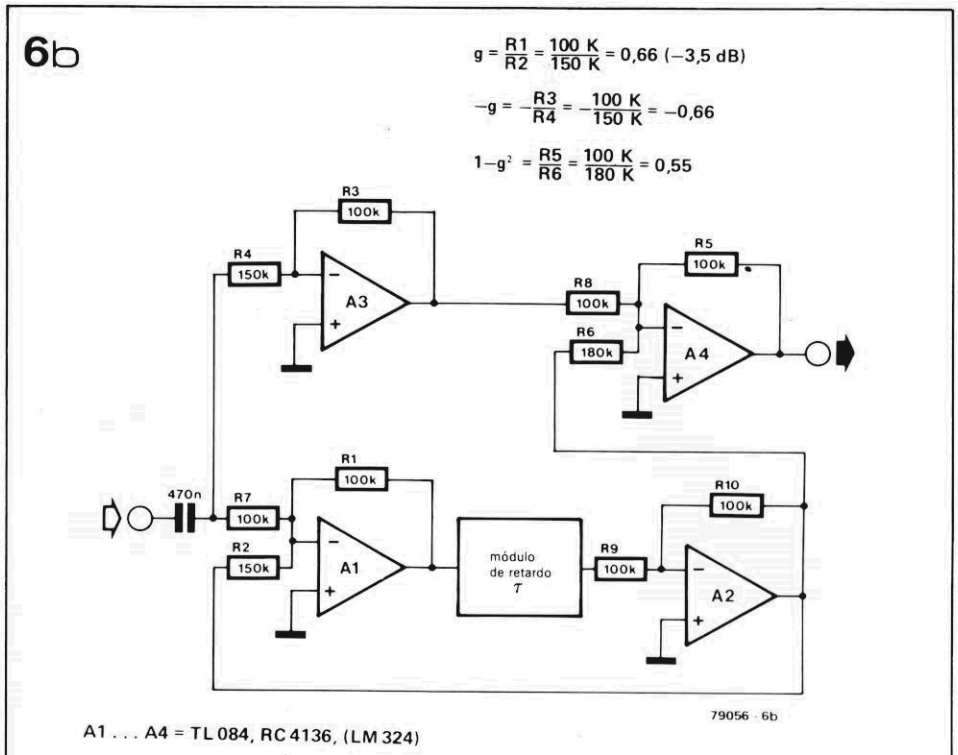


figura 6b — Circuito prático de uma unidade de reverberação passa-tudo, exibindo um fator de amortecimento de -3,5 dB (0,66).

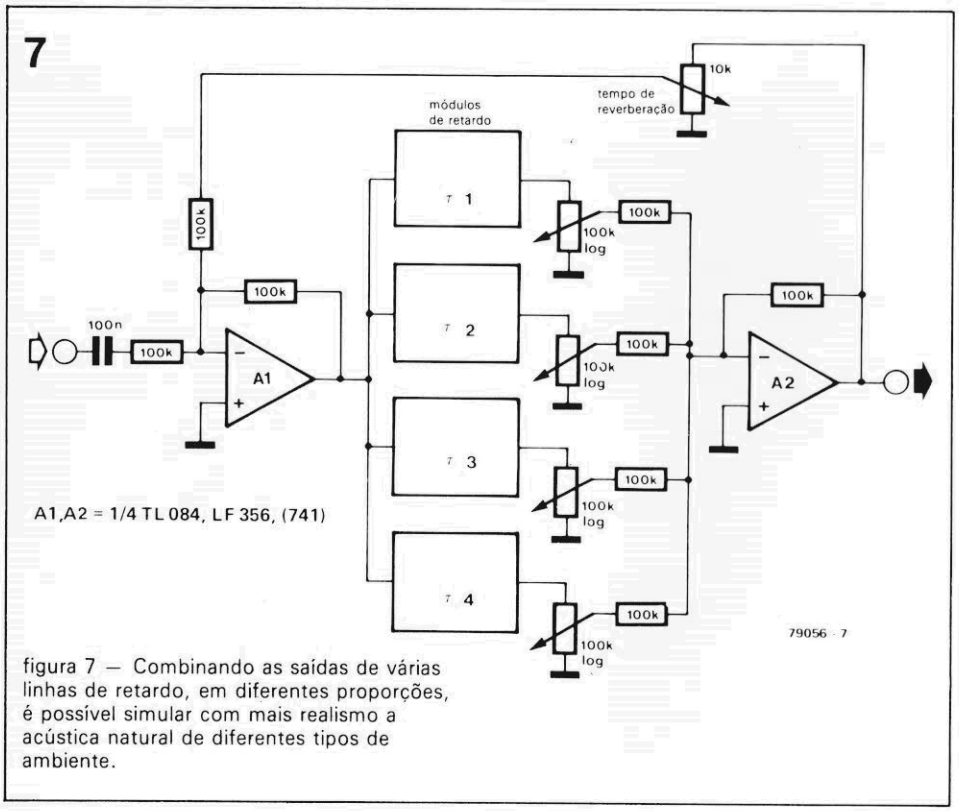


figura 7 — Combinando as saídas de várias linhas de retardo, em diferentes proporções, é possível simular com mais realismo a acústica natural de diferentes tipos de ambiente.

8

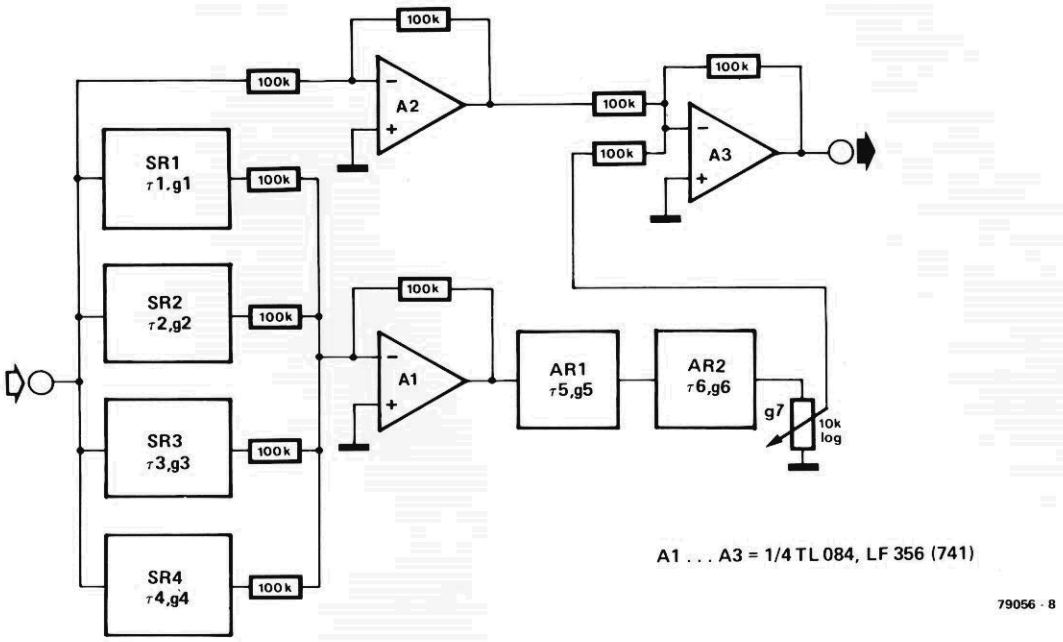


figura 8 — Os equipamentos profissionais de reverberação eletrônica empregam, normalmente, uma grande quantidade de linhas de retardo, a fim de obter as verdadeiras características desse efeito acústico. Este circuito relativamente simples utiliza quatro módulos como o da fig. 5 em paralelo, seguidos por dois módulos passa-tudo semelhantes ao da fig. 6. O potenciômetro g7 determina as proporções relativas entre os sinais direto e atrasado, que são misturados no estágio final.

Uma típica e importante característica da reverberação natural é a elevada densidade dos sinais refletidos. Quando esse efeito é simulado eletronicamente, deve-se proporcionar cerca de mil ecos por segundo, para que ele não pareça artificial. É essencial, também, que o espaçamento entre os ecos não seja periódico. Tais aspectos da reverberação estão ilustrados no gráfico amplitude x tempo da figura 4.

A configuração básica de uma unidade reverberadora está representado nas figuras 5a e 5b; como se pode observar, ela consiste apenas de uma linha de retardo com um laço de realimentação, cujo gráfico amplitude x tempo aparece na figura 5c. Atenuando a parcela do sinal atrasado que é enviada de volta pelo laço, pode-se fazer com que o sinal de reverberação decaia exponencialmente, como desejado.

O tempo de reverberação é definido como o período decorrido para que a amplitude do sinal caia a um milionésimo de seu nível original, ou seja, 60 dB. No caso do simples circuito da figura 5a, o número de vezes que o sinal é realimentado, antes de atingir esse nível, pode ser calculado dividindo-se 60 dB pela atenuação do laço de realimentação (g). O tempo de reverberação T será então igual ao número de realimentações do sinal pelo laço multiplicado pelo tempo de retardo T:

$$T = \frac{60}{g} \cdot \tau$$

Com base nessa fórmula, um retardo de 50 ms e uma atenuação de 3 dB vão fornecer o tempo de reverberação de 1 segundo. Em termos práticos, porém, acabamos de topar com o primeiro problema causado pelo uso de uma configuração tão simples; de fato, para se obter tempos adequados de reverberação (1 a 2 segundos), é preciso apelar para longos períodos de retardo, que significam uma baixa densidade de ecos, ou para períodos breves de retardo com uma elevada densidade de ecos.

No primeiro caso a reverberação soa pouco natural, ao passo que uma alta densidade de ecos envolve reduzir a atenuação do laço de realimentação até o ponto em que o circuito começa a dar mostras de instabilidade. Além disso, pelo fato de o tempo de retardo do deslocador ser constante, a taxa de difusão (ou espaçamento) dos sinais de reflexão será bastante regular — outro efeito que, como vimos, contribui para a falta de naturalidade da reverberação.

Outra limitação do circuito reside no fato de exibir uma resposta semelhante à de um filtro pente, com vales e picos periódicos (figura 5d). A distância entre os picos equivale a $1/\tau$, portanto, e considerando o retardo de 20 ms ilustrado na figura 5c, pode-se constatar que a resposta em freqüência da linha vai exibir um pico a cada 100 Hz. A diferença de amplitude entre vale e picos é inversamente proporcional ao nível de atenuação (g) introduzido no laço de realimentação. Desse modo, para g = 0,7 (-3 dB), a relação nos dará:

$$\frac{1+g}{1-g} = \frac{1+0.7}{1-0.7} = 5.7$$

ou

15 dB!

Mas essa desvantagem pode ser contornada pela utilização de uma implementação como a da figura

6a, que não passa de uma versão ampliada do circuito simples visto na figura 5a, porém agora com uma resposta plana de freqüência. Repare que o sinal de entrada é atenuado por um fator igual à atenuação do laço de realimentação, para ser depois invertido e somado com a saída da linha de retardo — a qual já foi também atenuada por um fator $1-g^2$. Na prática, o processo demonstra ser bem mais simples do que parece, à primeira vista.

Para prová-lo, basta considerar que a atenuação do laço de realimentação é de -3 dB (ou seja, um fator equivalente a 0,7); assim, a expressão $1-g^2$ nos fornece $1-0{,}7^2 = 1-0{,}5 = 0{,}5$ (ou -6 dB). Como se vê, em termos práticos esse fator de 0,5 nada mais é do que um divisor simétrico de tensão.

Na figura 6b pode-se ver o circuito equivalente ao diagrama de blocos anterior; selecionando criteriosamente os valores de R2, R4 e R6, obtém-se uma atenuação de 0,66 ou 3,5 dB. Apesar de ter uma resposta plana de freqüência, porém, esse circuito não resolve o problema da densidade insuficiente de ecos e do espaçamento uniforme entre eles.

A densidade dos ecos pode ser aumentada até um nível aceitável pela conexão de vários circuitos reverberadores "passa-tudo" em cascata, como na figura 6b, e providenciando para que o primeiro elemento tenha o retardo mais longo; cada período subseqüente deve ser equivalente, então, a um terço do anterior. Para evitar que os ecos ocorram em intervalos regulares, os tempos de atraso são selecionados de modo a não terem um denominador comum. Nessas condições, é possível chegar bastante perto das características naturais de reverberação de uma sala convencional (envolvendo amplitude, padrão de difusão e densidade dos ecos); basta empregar cinco módulos de retardo iguais ao da figura 6b, exibindo tempos de 100, 60, 19, 7 e 5,85 ms, sucessivamente.

Outra possível abordagem para se obter reverberação eletrônica "natural" está representada na figura 7. Neste caso, os diferentes percursos de um sinal reproduzido em uma sala são simulados pela ligação de uma série de módulos em cascata. Os diversos tempos de reverberação podem ser obtidos através dos potenciômetros de nível, postados na saída de cada deslocador. Os sinais individuais de retardo, cada um deles representando um percurso diferente de reflexão, são somados e o tempo global de reverberação é determinado por um controle comum do nível de realimentação. Aqui também os tempos de atraso

9a

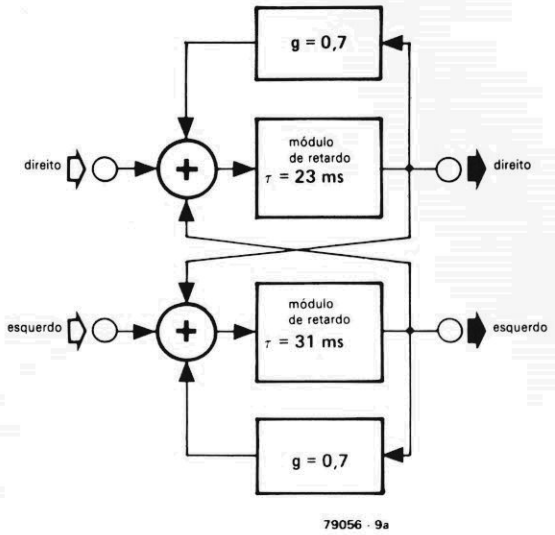


figura 9a — Um simples circuito reverberador usando dois módulos em acoplamento cruzado, que permite obter reverberação estéreo.

9b

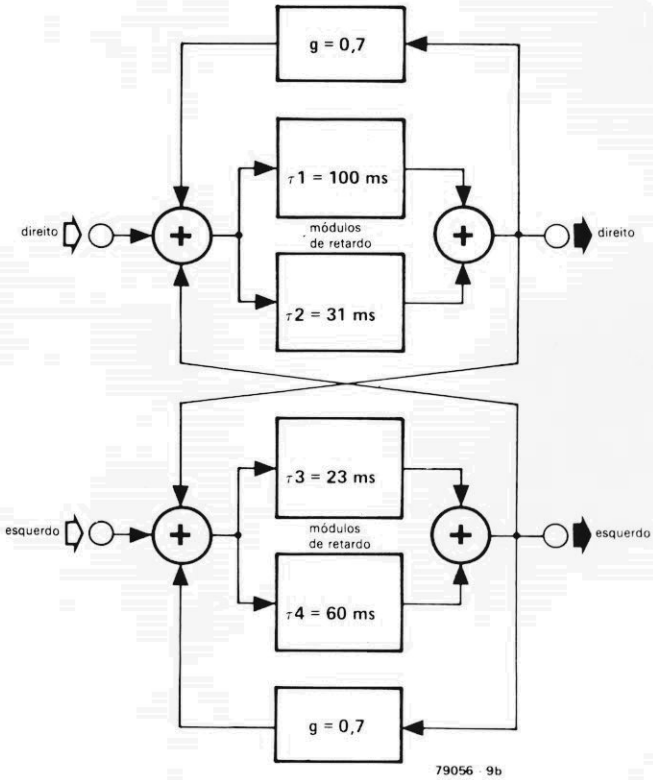


figura 9b — Versão ampliada da unidade estéreo de reverberação, proporcionando maior densidade de ecos. Tempos adequados no efeito podem ser obtidos selecionando-se um valor de 100 ms para τ 1.

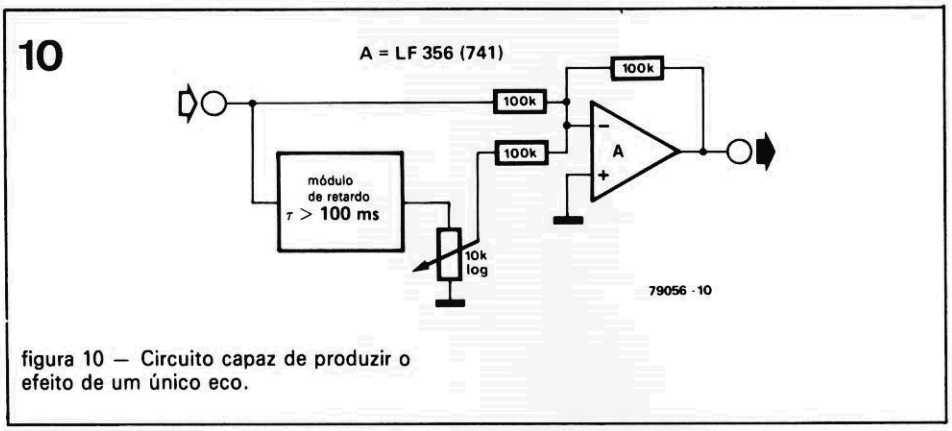


figura 10 — Circuito capaz de produzir o efeito de um único eco.

devem ser escolhidos de forma a não apresentarem um denominador comum.

Ao selecionar os vários tempos de retardo, é bom ter em mente as extensões dos percursos correspondentes que o sinal iria cobrir em cada período. Assim, por exemplo, um atraso de 10 ms equivale a um percurso (ida e volta) de 3,3 metros — simulando, portanto, o efeito de uma superfície refletora a 1,65 m da fonte sonora. Da mesma forma, um retardo de 100 ms corresponde a um percurso de 33 metros, imitando o efeito de uma pequena sala de concertos. De modo geral, tempos inferiores a 10 ms costumam ser evitados, assim como os superiores a 100 ms (exceto nos casos em que se deseja simular ambientes particularmente "espaçosos" ou "ecoantes").

O número de linhas de retardo vai depender da aplicação, mas em termos genéricos pode-se afirmar que quanto maior o número de ecos tanto mais natural irá soar o sistema. De qualquer modo, é inútil utilizar menos de quatro linhas de retardo, sob quaisquer condições.

Reverberação na prática

Na figura 8 vê-se o projeto básico de uma unidade reverberadora que pode satisfazer até mesmo aplicações profissionais, assumindo o uso de módulos de alta qualidade. O circuito consiste de uma conexão em paralelo de quatro simples módulos de reverberação (SR1...SR4), de um tipo semelhante ao da fig. 5b. Esse primeiro estágio é seguido por dois módulos de retardo passa-tudo, iguais ao representado na fig. 6b. Os valores dos retardos ($\tau 1 \ldots \tau 4$) foram selecionados dentro da faixa de 30...45 ms, sem um denominador comum.

Os fatores de amortecimento g1...g4 devem ficar situados abaixo de 0,85, caso contrário a resposta das linhas de retardo irá mostrar-se proeminente demais. O tempo mais curto dos primeiros quatro módulos vai determinar o atraso entre o sinal direto e a primeira reflexão. Os dois reverberadores passa-tudo (AR1 e AR2), por sua vez, proporcionam a densidade de ecos adequada; os valores aproximados mais aceitáveis para $\tau 5$ e $\tau 6$ são 5 ms e 1,7 ms, respectivamente, ao passo que o melhor valor para g situa-se em torno de 0,7. Caso o tempo de reverberação tenha que ser dependente da freqüência, pode-se fazê-lo com facilidade: é só inserir uma rede RC no laço de realimentação, com uma apropriada freqüência de corte.

Os equipamentos profissionais de reverberação eletrônica, usados em estúdios de gravação, chegam a incorporar maior número de linhas de retardo. Não é raro, portanto, que unidades reverberadoras digitais possuam 20 linhas separadas de retardo, com tempos programáveis entre 0,4 e 4,5 segundos, divididos em faixas comutáveis; nesses casos, algumas das linhas incluem realimentação, cujo nível pode ser variado de forma independente pelo operador.

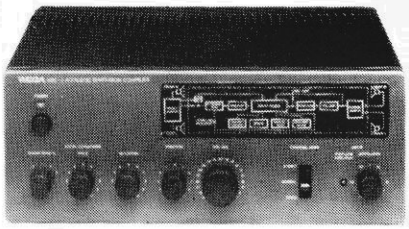
Versões domésticas dessas unidades de reverberação já existem há algum tempo no mercado mundial e destinam-se a melhorar ou compensar características deficientes dos ambientes de audição. Existem sistemas, por exemplo, que proporcionam reverberação estéreo através de um sinal reproduzido por dois alto-falantes adicionais, postados nos dois lados do ouvinte. Como se pode ver pelo diagrama de blocos da figura 9a, suas linhas de retardo foram dispostas de forma cruzada, uma configuração que oferece uma elevada densidade de ecos, ao mesmo tempo em que permite escolher tempos de atraso sem denominador comum.

Os breves tempos de retardo exigidos com altas densidades de ecos iriam normalmente limitar os períodos de reverberação a valores diminutos. Esse problema pode ser resolvido, porém, empregando-se quatro linhas de retardo (veja a figura 9b), uma das quais propicia um atraso de 100 ms, aproximadamente. Esse longo atraso assegura bons tempos de reverberação, enquanto as três linhas restantes, com tempos consideravelmente menores, são responsáveis pela rápida transição para a alta densidade de ecos.

A foto mostra o *Acoustic Dimension Compiler,* fabricado pela empresa WEGA e lançado há alguns anos na Europa. Esse equipamento, voltado para aplicações domésticas, também reproduz um sinal de reverberação através de um par adicional de alto-falantes, posicionados no mesmo ambiente. O controle *space* varia o tempo de retardo, ao passo que o botão *reflection* determina o grau de realimentação nas linhas de atraso; a chave *characteristic* altera a resposta da unidade nas altas freqüências.

Simulando ecos

Em contraste com o efeito da reverberação, o eco caracteriza-se por seus longos tempos de retardo e, o que é mais importante, pela repetição uniforme dos sinais individuais de reflexão. No exemplo mais simples de eco, tal como a reflexão de um grito na parede de uma montanha, o sinal volta somente uma vez até o ouvinte e o alcança após um tempo que é determinado pela distância entre ele e a superfície refletora. O equivalente eletrônico seria uma simples linha de retardo com o sinal de saída atenuado e depois combinado ao sinal direto original (veja a figura 10).



O *Acoustic Dimension Compiler ADC-2* da empresa WEGA, que utiliza uma linha de retardo do tipo *bucket-brigade*, é um bom exemplo de unidade reverberadora projetada especificamente para instalações domésticas.

Caso o modelo seja ampliado ligeiramente, de modo a incluir uma segunda parede montanhosa, a uma certa distância da primeira, o som vai ser refletido lentamente entre as duas superfícies, permitindo distinguir claramente entre os sinais de eco sucessivos. Tal efeito pode ser facilmente reproduzido por circuitos eletrônicos: basta empregar um simples sistema reverberador como o da figura 5, modificando apenas os tempos de retardo (que devem ser maiores) e reduzindo a atenuação introduzida pelo laço de realimentação.

Dependendo da extensão do atraso e do grau de realimentação, é possível obter efeitos de eco bastante variados. Com tempos de retardo em torno de 20 ms, a resposta do módulo gera tons metálicos no som original, enquanto na faixa entre 50 e 70 ms teremos um som "rouco". Retardos maiores, porém, é que vão realmente produzir ecos identificáveis, já que a resposta em freqüência torna-se menos irregular. Se o tempo de retardo (ou seja, o intervalo entre ecos) coincidir propositalmente com o ritmo de uma peça musical, por exemplo, serão obtidos efeitos dos mais interessantes.

Os chamados "efeitos espaciais" também podem ser enquadrados nesa categoria. Eles se caracterizam por tempos de reverberação bastante longos (cerca de 10 segundos), criando uma espécie de "super-eco" sem equivalência na natureza; de fato, devido às propriedades de absorção sonora de nossa atmosfera, é impossível ocorrer naturalmente reverberações com essa duração. Por esse motivo, o efeito foi batizado de "espacial", sendo muito utilizado em filmes de ficção científica. Para obtê-lo, basta empregar tempos de retardo bem longos e recircular uma grande parcela do sinal atrasado pela malha de realimentação.

O retardo da primeira reflexão

No caso das unidades reverberadoras eletroacústicas, tal como molas, placas de reverberação ou mesmo câmaras de eco (que normalmente possuem dimensões muito limitadas), o retardo inicial entre o som original e a primeira reflexão ou eco costuma ser breve demais, tornando a reverberação pouco natural. Esse problema pode ser solucionado pela utilização de uma linha eletrônica de retardo, a fim de proporcionar um intervalo adequado entre o sinal direto e o de reverberação, vindo da unidade eletroacústica.

Atrasos de 20 a 100 ms são comuns nesse tipo de aplicação, se bem que na gravação de música popular esse período inicial costuma ultrapassar o limite de 100 ms, para que proporcione efeitos especiais. Vários equipamentos de reverberação eletrônica incorporam um módulo especial de retardo variável, para oferecer um controle independente ao chamado "atraso da primeira reflexão".

Uma classe de efeitos que interessa particularmente aos músicos é a do defasamento (ou *phasing*), *flanging*, vibrato, *chorus* e duplicação de instrumentos. Esses e outros efeitos semelhantes são obtidos variando-se a freqüência com que o sinal de retardo é passado pelos deslocadores — ao contrário do que acontece na reverberação e no eco, onde a freqüência de *clock* é constante. Veremos alguns desses efeitos na segunda parte da matéria, juntamente com as possibilidades de se explorar certos fenômenos psico-acústicos para "melhorar" a acústica ambiental de salas de audição e estúdios.

Bibliografia

— Schroeder, M.R. e Logan, B.F.; *Colorless Artificial Reverberation,* J. Audio Eng. Society, vol. 9, nº 3, pág. 192-197, julho 1961.

— Schroeder, M.R.; *Natural Sounding Artificial Reverberation,* J. Audio Eng. Society, vol. 10, nº 3, pág. 219-223, julho 1962.

— Reticon Corp.; *Acoustic Applications of Serial Analog Delay Devices, Reticon SAD 1024 Serial Analog Delay,* nota de aplicação nº 104.

— Mitchell, P.W., e DeFreitas, R.E.; *A new digital time-delay and reverberation system — part II: psycho-acoustic vs. practical electronics,* palestra apresentada na 55ª Convenção da AES, outubro de 1976, impresso AES nº 1191 (L-6)

— Elektor; *Digital reverberation unit,* Elektor nº 37, pág. 8-16, maio de 1978.

— Elektor; *Analogue reverberation unit,* Elektor nº 42, pág. 44-50, outubro de 1978.

Dez circuitos para seu carro

1. Indicador de mudança de marcha

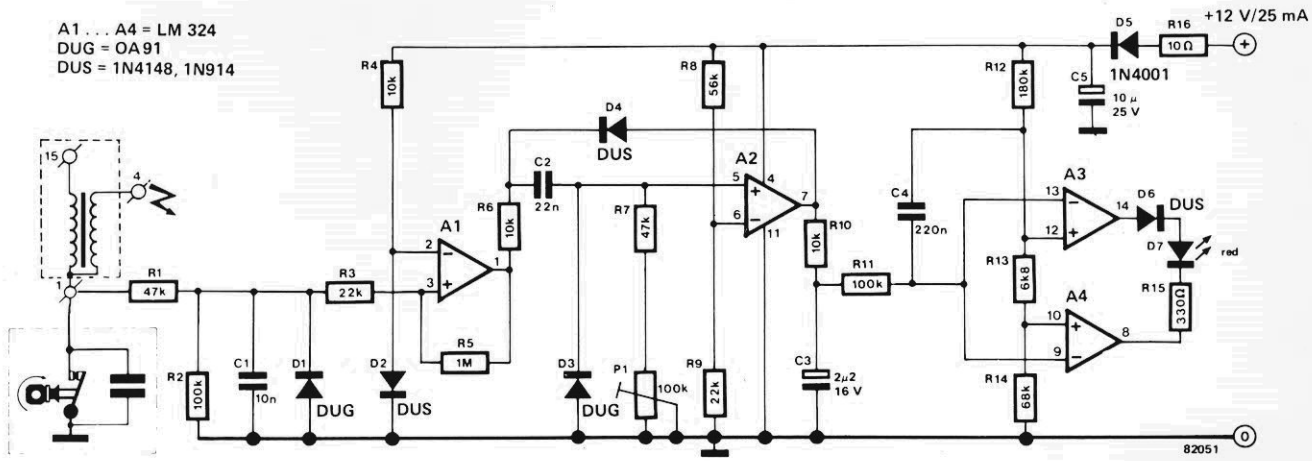
Não são raros atualmente, no mercado internacional, os carros equipados com sinalizadores de câmbio, através dos quais um LED acende logo que o veículo "sente" a necessidade de mudança de marcha. Ao dirigir um carro desses pela primeira vez, tem-se a surpresa de verificar que o LED pede que a marcha seja mudada bem antes do que se está acostumado ou do que se julgaria necessário. A função dese dispositivo, obviamente, é a economia de combustível, por meio de um desempenho mais econômico do motor. Em outras palavras, é um conta-giros mais simples, que só se manifesta quando é preciso.

O circuito aqui descrito pertence a essa modalidade de tacômetros, usando um único LED como indicador de velocidade. Ou seja, ele acende o diodo sempre que um número predeterminado de giros é ultrapassado. Ao se mudar para uma marcha mais alta, a luz apaga, pois a rotação volta a cair abaixo do nível de limiar. Mas caso o aviso seja ignorado — como, por exemplo, quando o veículo já está na maior marcha possível — o LED é automaticamente apagado sempre que os giros atingem um valor 10% superior, aproximadamente, ao limiar. Este último recurso foi incluído para evitar que o motorista seja incomodado pela luz persistente do diodo em grandes percursos noturnos — tal como auto-estradas, digamos.

A entrada do circuito vai acoplada entre o platinado e a bobina, como se vê na figura. Logo de início há um filtro passa-baixas, formado por R1 e C1, que suprime os rebotes dos contatos do platinado. Em seguida, um disparador Schmitt implementado com base de A1 (1/4 de LM324) faz a modelagem dos pulsos e os entrega ao monoestável constituído por A2 (que é acionado pelas bordas ascendentes dos mesmos). Integrando depois os pulsos liberados por A2, através de R10/C3 e R11/C4, obtém-se uma tensão CC correspondente à frequência dos mesmos (isto é, proporcional ao número de rotações do motor). Essa tensão, por fim, é levada até um comparador de faixas, composto por A3 e A4; o LED só acenderá se o número de giros estiver dentro da faixa predeterminada — entre 3000 e 3300 rpm, por exemplo.

A calibração do circuito também é simples e pode ser realizada "em campo", desde que o motorista disponha de um auxiliar. Supondo, por exemplo, que a mudança ideal de marcha deva ser feita aos 60 km/h, basta que o passageiro ajuste P1 até que o LED acenda a essa velocidade. Caso o montador conheça o número ideal de rotações em que deve ocorrer a mudança de marcha, essa calibração pode ser feita na bancada, de forma bem mais confortável. Basta ligar um gerador de sinais ao circuito, cuja frequência pode ser calculada pela seguinte fórmula, considerando motores de 4 tempos:

1



$$f = \frac{\text{nº de rotações x nº de cilindros}}{120}$$

Caso a faixa do comparador não seja ampla o suficiente para os requisitos em vista, existe a opção de alterar o valor de R13 (8,2 k em vez de 6,8 k, digamos). O LED passará a acender então por um período maior — o que poderá beneficiar aqueles motoristas que costumam mudar de marcha mais lentamente.

2. Dispositivo automático para alarmes

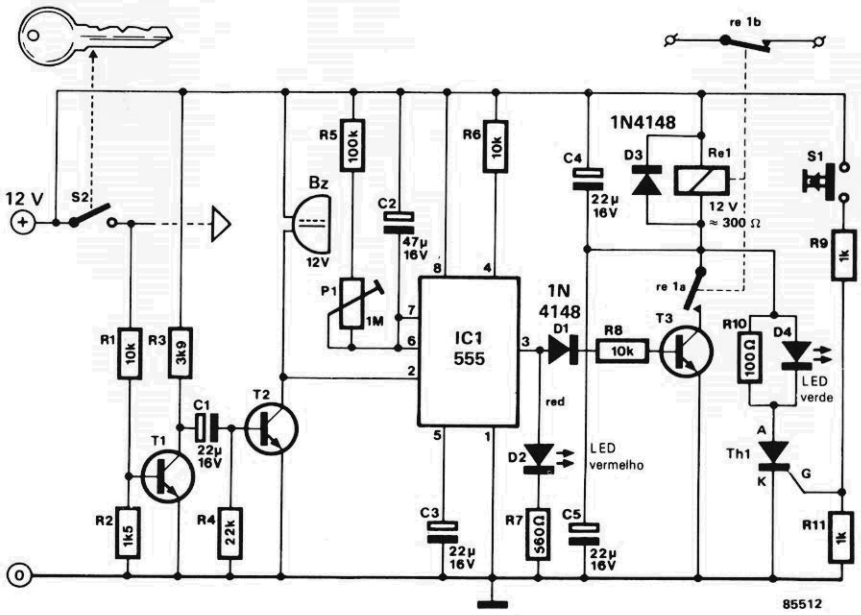
H.Gulitz

Mesmo o melhor alarme para automóveis torna-se inútil se esquecermos de acioná-lo ao deixar o carro — motivo pelo qual este circuito foi concebido. O relé possui dois pares de contatos, sendo um deles normalmente aberto (NA) e o outro normalmente fechado (NF); o primeiro serve para retardar o acionamento do alarme, depois do motorista ter deixado o carro, e o segundo para reativá-lo.

Ao entrar novamente no veículo, o motorista deve pressionar a chave oculta S1; isto provoca a condução do SCR Th1 e a energização do relé. Ao mesmo tempo, o LED verde acende, indicando que o alarme se encontra desativado.

Mas assim que a ignição é desligada (chave S2), T1 vai para o corte e T2 passa a conduzir, fazendo soar a cigarra de 12 V. Ao mesmo tempo, o monoestável IC1 é disparado, obrigando T3 a conduzir e o LED D3 a acender. O SCR é então desativado e D4 fica inversamente polarizado, mas o relé permanece energizado através de seus contatos NA por um breve período, determinado por P1. Decorrido esse tempo, o relé volta ao estado quiescente e o alarme é ativado por meio dos contatos NF; o tempo de retardo pode assumir o valor máximo de 1 minuto.

1



T1 . . . T3 = BC 547
Th1 = TIC 106, TAG 103

3. Monitor para luzes de freio

R.Kambach

Este circuito faz a monitoração das duas luzes de freio e indica através de um LED se estão em boas condições — evitando assim acidentes de trânsito e eventuais multas nas estradas. Ele depende, inevitavelmente, da queda de tensão existente nas linhas de alimentação das lâmpadas de freio. Para que a operação fique a contento, essa queda deve ser superior a 0,6 V; se não for o caso, ela deve ser aumentada pelo acréscimo de um diodo de 5 A em série com cada uma das lâmpadas.

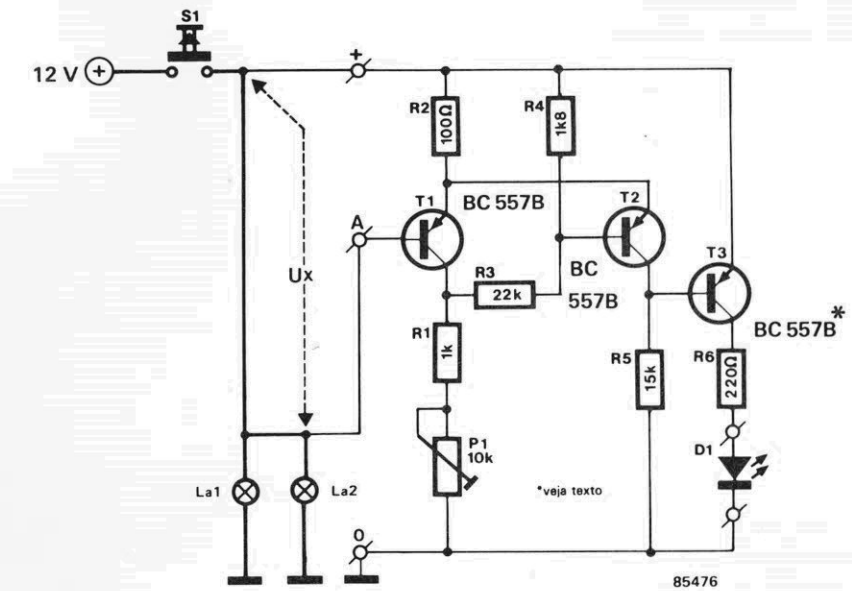
Os transistores T1 e T2 da figura 1 compõem um disparador Schmitt que reage à queda de tensão presente nas linhas alimentadoras das luzes em questão. Essa reação manifesta-se pelo acendimento de T1, via T3. Se uma das duas lâmpadas estiver queimada, a corrente "puxada" pela outra fará D1 acender rapidamente, sempre que o pedal do freio for acionado; mas se ambas estiverem queimadas, o LED não acenderá em hipótese alguma. O circuito fornece, portanto, indicação sobre os três possíveis estados das luzes de freagem.

A histerese do disparador (e a sensibilidade do circuito, por conseguinte) pode ser ajustada por P1, dentro de limites um tanto estreitos. Esse ajuste surtirá melhor efeito se for efetuado com uma das lâmpadas desligada, para que se possa fazer D1 acender por um breve período, como explicado.

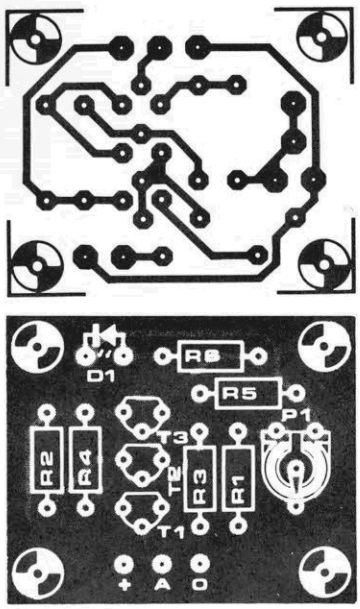
Caso o acendimento de D1 a cada freada seja considerado incômodo, toda a operação pode ser invertida, substituindo o BC557B da posição T3 por um BC547B (do tipo NPN). O coletor de T3 deve ser ligado então à linha positiva de alimentação e seu emissor a R6; na placa da figura 2, isto significa voltar a face plana do transistor para o outro lado. Essa placa prevê também uma segunda conexão para o terminal de base, caso seja necessário. É preciso lembrar, no entanto, que essa configuração não permite saber se apenas uma ou ambas as luzes estão queimadas.

No esquema da figura 1, S1 representa o interruptor acoplado ao pedal do freio, enquanto La1 e La2 são as luzes correspondentes.

1



2



Lista de componentes

Resistores
R1- 1 k
R2- 100
R3- 22 k
R4- 1,8 k
R5- 15 k
R6- 220
P1- trimpot de 10 k
Todos os valores em ohms

Semicondutores
D1- LED de qualquer cor
T1... T3-BC557B

Diversos
Placa impressa

4. Amperímetro para bateria

Sugestões sem conta já foram apresentadas para monitorar a tensão de baterias automotivas, mas não temos notícia de qualquer uma que indique a corrente drenada ou fornecida a elas. Pois este circuito veio remediar essa lamentável omissão, de uma forma simples e barata, através de uma coluna de LEDs com duas cores contrastantes.

O resistor R1 constitui um *shunt* que exibe sempre uma tensão proporcional à corrente que o atravessa (133 mV, no máximo, a 40 A). Essa queda de tensão é "ampliada" por um amplificador diferencial (A1) e depois utilizada na excitação de um voltímetro de LEDs, formado pelos operacionais A2... A8. Na ausência de corrente pelo *shunt*, P1 é utilizado para estabelecer a tensão nominal de 6,5 V na saída de A1, de modo que o circuito permaneça no limiar da comutação entre D4 e D5.

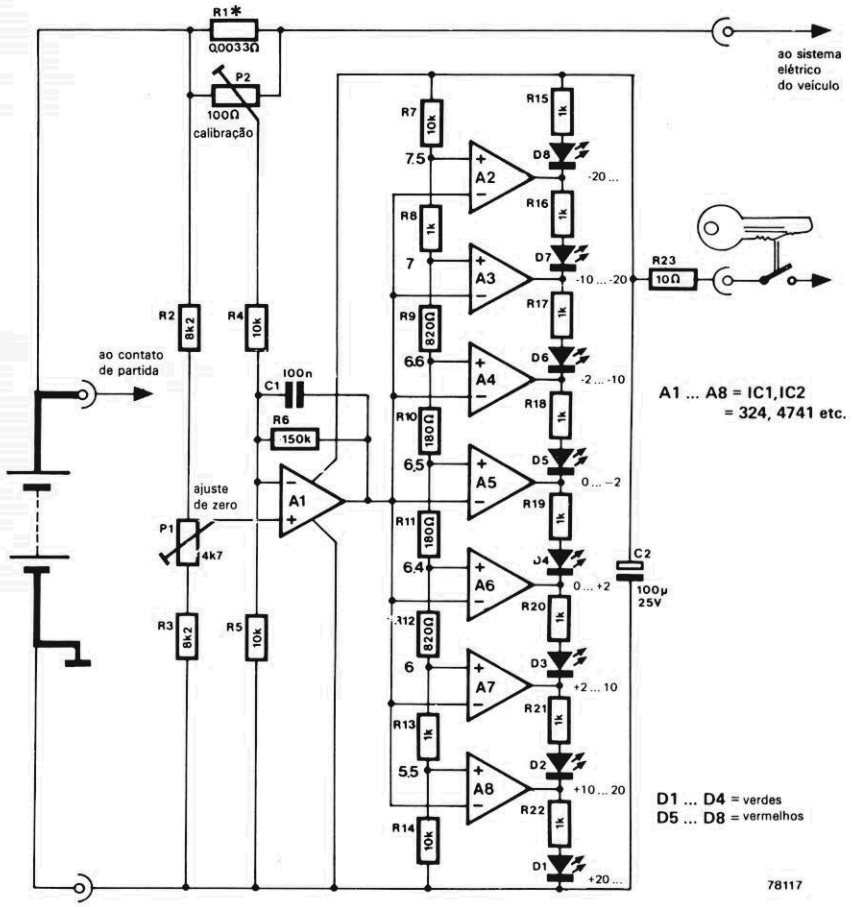
Sempre que há uma corrente drenada da bateria, o lado direito de R1 fica com um potencial menor que o lado esquerdo, fazendo a saída de A1 subir; os LEDs de descarga D5... D8 acendem portanto em sucessão, à medida que aumenta o consumo de corrente. Quando a bateria passa a receber corrente, ocorre o inverso: cai a saída de A1 e os LEDS de carga D4... D1 acendem sucessivamente.

Como era de se epserar, variações na tensão da bateria também poderiam aumentar ou diminuir a saída de A1, dando origem a falsas leituras. Para contornar esse problema, a tensão de referência para o voltímetro de LEDs não foi fixado e sim tomado diretamente da bateria, de forma que ela acompanhe sempre a saída de A1. Isto, por outro lado, significa que a calibração do instrumento irá variar ligeiramente com a tensão da bateria — embora um amperímetro para automóveis não precise mostrar grande exatidão.

Com os valores sugeridos, a calibração torna-se nominalmente correta com uma tensão de 13 V na bateria, podendo variar em ±15% dentro da faixa de 11 a 15 V.

A confecção de R1 apresenta diversas possibilidades e a mais óbvia consiste em utilizar fio especial para resistências, que suporte as correntes envolvidas. Uma boa alternativa é aproveitar a queda de tensão natural existente no cabo que liga a bateria à caixa do regulador; nesse caso, liga-se uma extremidade de P2 ao pólo positivo da bateria e a outra no terminal correspondente do regulador. Caso a queda ao longo desse cabo seja insuficiente, a solução é elevar o ganho de A1, reduzindo o valor de R6.

1



5. Seta eletrônica

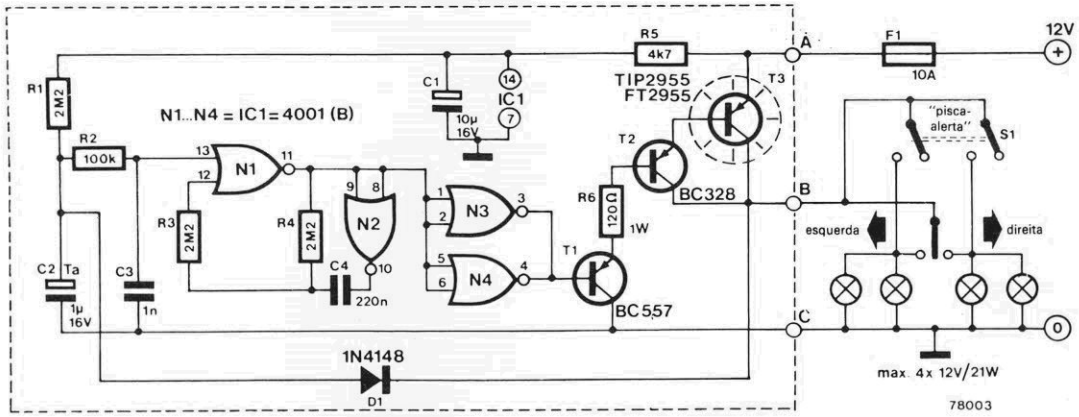
Embora a eletrônica produza componentes extremamente confiáveis, os circuitos que comandam as luzes de mudança de direção nos automóveis (chamados de "setas" ou "pisca-piscas") continuam sendo eletromecânicos, em sua maioria. Além do problema mais aparente do desgaste mecânico, esses dispositivos sofrem várias influências, fazendo variar o ritmo dos lampejos segundo a temperatura ambiente, a tensão da bateria e a carga.

O circuito de seta eletrônica aqui sugerido superou todos esses problemas: o ritmo dos lampejos é praticamente independente da tensão da bateria, temperatura e magnitude da carga, dispõe de "pisca-alerta" embutido e mostrou ser extremamente confiável. Ele aciona as lâmpadas a 40...90 vezes por minuto e foi projetado de modo a fazê-las funcionar assim que o controle de seta é acionado.

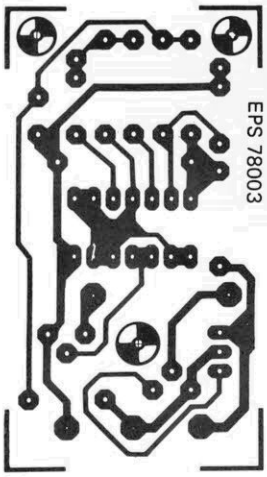
Como se pode ver, o circuito não passa de um multivibrador astável, baseados nas portas NOU N1 e N2. A função de N3, N4, T1, T2 e T3 é simplesmente "reforçar" a corrente de saída, visando o acionamento das lâmpadas. Logo que a chave de seta é comutada, C2 descarrega-se rapidamente através de D1 e das lâmpadas indicadoras; o pino 13 de N1 assume um nível alto e sua saída, portanto, vai para "0" — elevando assim as saídas de N3/N4, que fazem conduzir T1... T3 e acendem imediatamente as luzes.

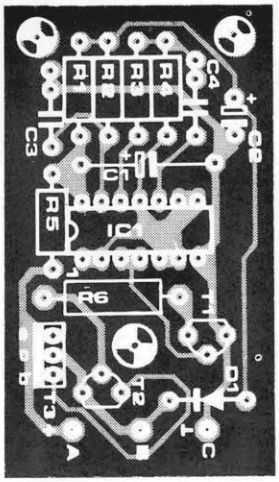
O astável começa então a oscilar na frequência de 1 Hz, aproximadamente, fazendo piscar as lâmpadas. Caso a chave de "pisca-alerta" (S1) seja ativada, o circuito opera exatamente da mesma forma, com a diferença de que todas as quatro lâmpadas (ou duas, dependendo do carro) ficam ligadas em paralelo e piscam em sincronismo.

1



2





Lista de componentes

Resistores
R1, R3, R4 — 2,2 M
R2 — 100 k
R5 — 4,7 k
R6 — 120/1 W
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1-10 µF/16 V
C2-1 µF/16 V (tântalo)
C3 — 1 nF
C4 — 220 nF

Semicondutores
IC1 — 4001 (B)
T1 — BC557, BC177
T2 — BC328, BC327
T3 — TIP 2955
D1 — 1N4148

Diversos
Placa nº 78003
Dissipador p/ T3

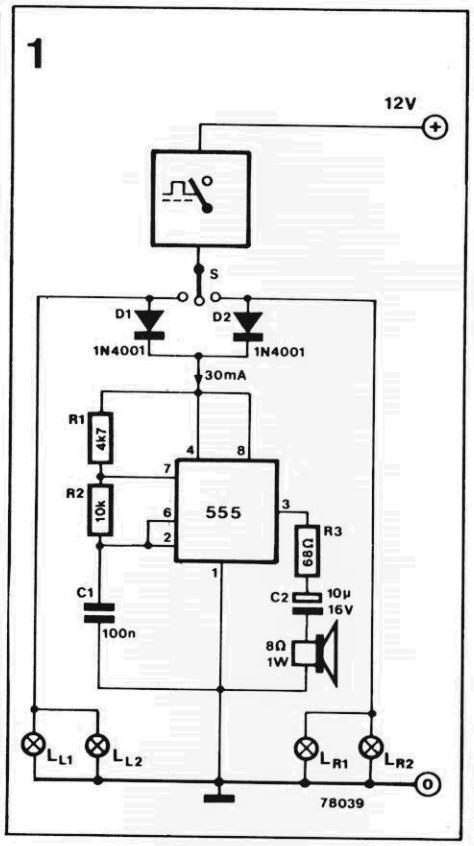
O transistor T3, que suporta quase toda a corrente de carga, deve ser montada sobre um dissipador adequado. Caso seja usada uma caixa metálica para instalar o circuito, esse transistor poderá ser fixado em um dos lados da mesma, mediante uma boa isolação. A corrente que passa pelos pontos A e B é considerável (cerca de 8 A), motivo pelo qual deve-se utilizar fios de boa bitola nessas conexões. O terminal positivo de alimentação deve receber um fusível de 10 A, caso não tenha sido previsto pelo fabricante do veículo.

6. Seta audível

Apesar de extremamente úteis, os dispositivos de retorno automático da seta, acoplados à barra de direção dos automóveis, não são infalíveis. Eles deixam de cumprir sua função, por exemplo, com pequenos movimentos da direção, tal como em rápidas ultrapassagens. Nesses casos, um dispositivo sonoro para indicar que a seta não foi desligada é melhor que o visual, pois evita que o motorista tenha que desviar sua atenção da estrada.

O circuito que propomos para essa finalidade é composto apenas por um simples 555, implementado como um multivibrador astável de 1 kHz, cuja saída pode fornecer corrente suficiente para excitar pequenos alto-falantes. Sempre que a chave de seta (S) é comutada para uma das duas posições, o multivibrador recebe alimentação através do próprio circuito do pisca-pisca e por D1 ou D2 — fornecendo "bips" na mesma frequência dos lampejos, portanto.

Se desejado, o volume pode ser reduzido aumentando-se o valor de R3. A frequência dos "bips", por outro lado, é determinada por C1. Caso o circuito tenha que ser instalado em algum veículo com terra positivo, D1 e D2 devem ser invertidos, assim como o multivibrador, ou seja: o ponto de ligação entre C1, pino 1 e saída para o falante fica acoplado aos anodos dos diodos, enquanto o que reúne R1, pino 4 e pino 8 vai ligado ao comum da alimentação.



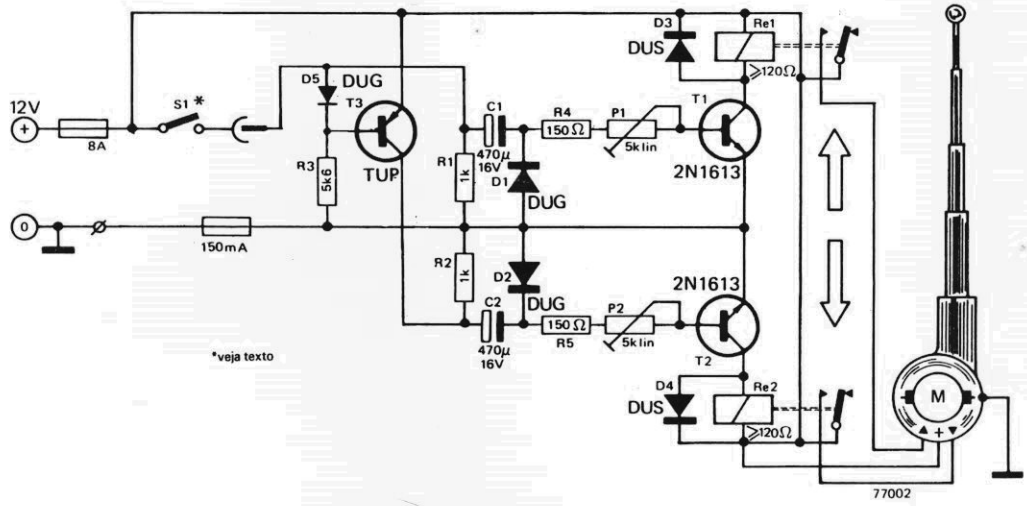
7. Controle automático para antena

Boa parte das antenas automotivas acionadas a motor não é realmente automática, pois depende da intervenção manual do motorista, por meio de uma chave "sobe-desce" instalada no painel do veículo. Assim como podemos esquecer de desligar os faróis do carro, a antena corre o risco de ficar exposta e deixamos de aproveitar justamente sua maior vantagem.

Este circuito resolve a questão elevando automaticamente a antena sempre que o rádio é ligado e recolhendo-a quando o mesmo é desligado. S1, no caso, pode ser uma chave ou contato adicional previsto nos auto-rádios; ou, então, uma derivação "puxada" do próprio interruptor liga-desliga do aparelho, que normalmente trabalha com uma boa folga. Veja que tanto a alimentação quanto o sinal de acionamento são obtidos diretamente dos 12 V da bateria.

O transistor T3 conduz na situação de repouso; mas logo que o rádio é ligado (S1 fechada), ele vai para o corte. Ao mesmo tempo, uma certa corrente flui por S1, indo carregar C1 via R4, P1 e base de T1. Este transistor passa então a conduzir, energizando Re1 e fazendo subir a antena; o tempo correto de funcionamento do motor pode ser ajustado através de P1. Desligado o rádio, T3 volta a

1



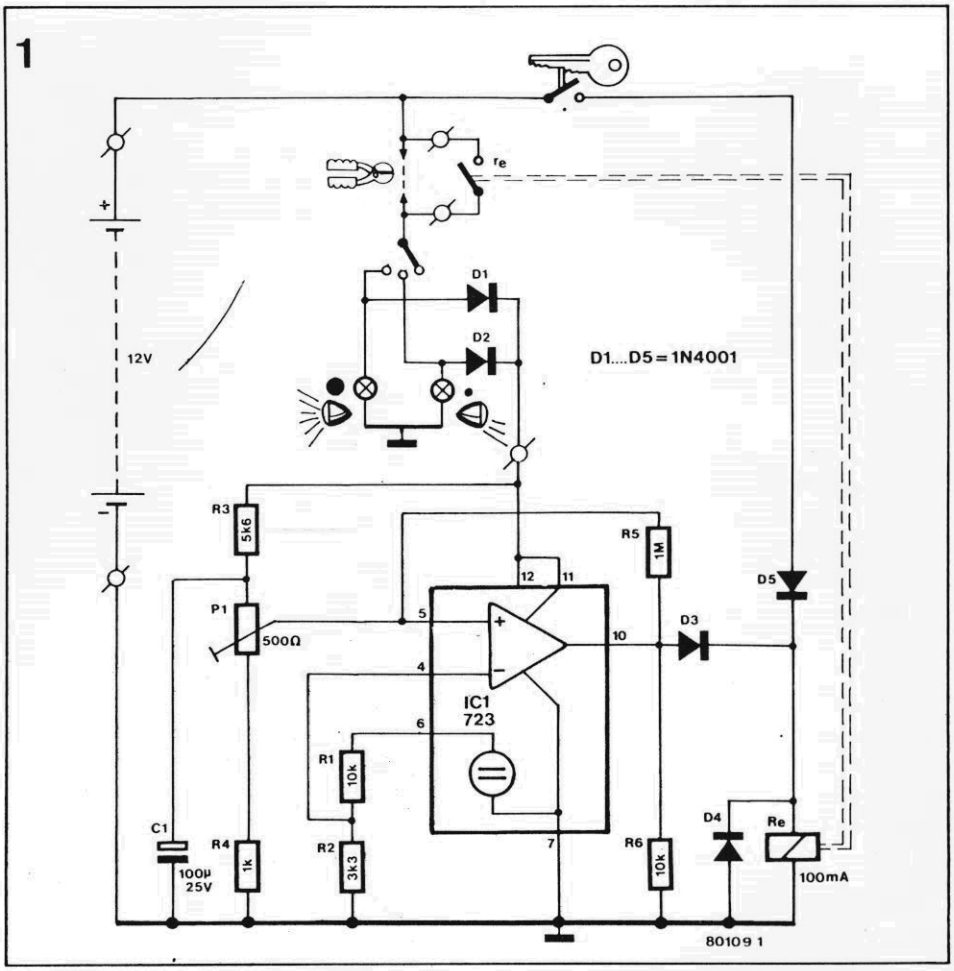
conduzir e C2 é carregado via T3, R5, P2 e base de T2; este também conduz, ativando Re2 e fazendo baixar a antena (neste caso, P2 determina o tempo correto).

8. Proteção para bateria

Este útil circuito nada mais faz do que evitar que a bateria seja completamente descarregada, quando esquecemos os faróis ligados. Ele monitora constantemente o nível de tensão da mesma e, assim que este cai abaixo de um determinado limite de segurança, desliga automaticamente os faróis; tal monitoração, porém, torna-se propositalmente inoperante quando o motor está em funcionamento.

O símbolo no topo da figura 1 representa a chave de ignição. Quando é ligada, o relé Re passa a ser alimentado via D5 e IC1 recebe tensão através de D1 ou D2 (correspondentes às condições de farol alto e farol baixo, respectivamente). Enquanto a bateria permanecer razoavelmente carregada, a saída de IC1 estará entregando tensão plena de saída;

1



quanto ao relé, continuará sendo alimentado via D3, mesmo se a ignição for desligada. Caso a tensão da bateria caia abaixo do nível pré-estabelecido, porém, a saída de IC1 é comutada de 12 V para a terra — o que tem o efeito de desativar o relé e o faróis.

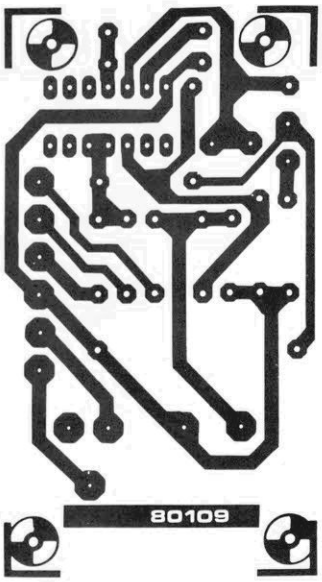
Para ocupar o lugar de IC1 foi escolhido o clássico regulador de tensão 723, que contém uma referência de tensão e um operacional internos. Em nosso caso, sua utilizazção original foi engenhosamente "desvirtuada". Para começar, a tensão de referência presente no pino 6 é aplicada à entrada inversora do operacional, enquanto uma tensão de controle é obtida na linha positiva de alimentação (a própria bateria), através do divisor de tensão formado por R3, P1 e R4, sendo depois aplicada na entrada não inversora de IC1.

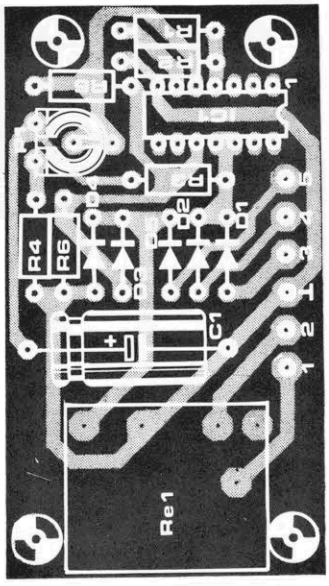
Quando a tensão de controle for superior à de referência, a saída do operacional será de 12 V e o relé vai reagir. Por outro lado, se a tensão da bateria cair demais, o mesmo irá acontecer com o potencial existente no cursor de P1, tornando o nível na entrada não inversora inferior ao de referência. Como resultado, a saída do operacional vai se tornar quase nula e o relé será desativado, apagando as luzes do carro.

Claro que com os faróis apagados a tensão da bateria tende a aumentar novamente e pode vir a reativar o relé. Mas isso não acontece em nosso circuito graças à inclusão de R5, que "puxa" a entrada não inversora ainda mais para baixo, sempre que a bateria descarrega-se em demasia; consegue-se, dessa forma, um efeito de histerese. Além disso, uma vez desenergizado o relé, IC1 deixa de receber alimentação da bateria — e a única forma de energizá-lo novamente consiste em ligar a chave de ignição.

O trimpot P1 determina o nível de tensão da bateria em que os faróis devem ser apagados. Lembramos, a quem interessar, que com uma tensão situada entre 11,5 e 12 V ainda resta uma boa dose de energia (20...50% da capacidade total), suficiente para algumas partidas do motor. O nível correto vai depender, é óbvio, da qualidade da bateria instalada no veículo.

2





Lista de componentes

Resistores
R1, R6 — 10 k
R2 — 3,3 k
R3 — 5,6 k
R4 — 1 k
R5 — 1 M
P1 — trimpot de 500 ohms

Capacitores
C1 — 100 μF/25 V

Semicondutores
IC1 — 723
D1...D5 — 1N4001

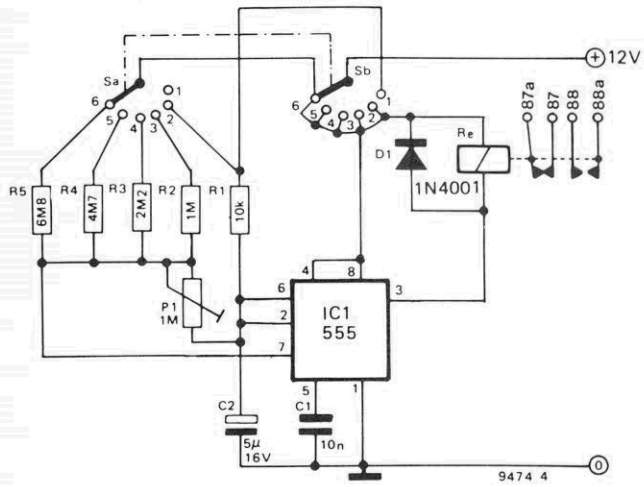
Diversos
Re — relé p/ 12 V, máximo 100 mA, contatos p/ correntes elevadas
Placa nº 80109

9. Controle simples para limpadores de pára-brisa

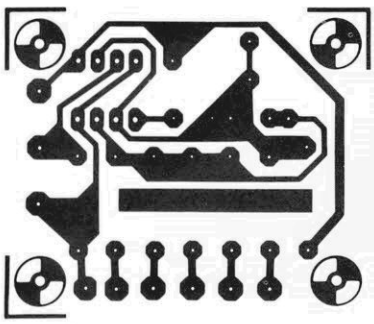
Para conferir várias velocidades ao limpador de pára-brisa, a fim de adaptá-lo às mais variadas condições de chuva, não é preciso adotar circuitos caros e sofisticados. Este circuito é uma prova disso: todo o trabalho é feito por um único 555, cuja saída tem capacidade suficiente para acionar um relé diretamente (200 mA); diversos resistores podem ser selecionados no percurso de carga de C2, alterando a duração dos pulsos de saída ao longo de uma ampla faixa.

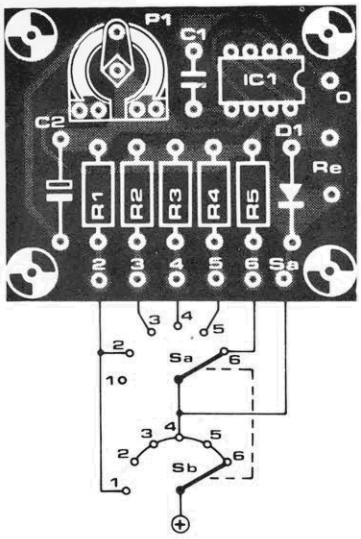
A maioria dos circuitos que emprega esse temporizador, porém, não aciona o limpador logo ao ligar, razão por que foi incluído o resistor R1. Ele mantém C2 carregado, permitindo a ativação do relé assim que o circuito é ligado. Outro aperfeiçoamento reside na possibilidade de acionar o limpador duas vezes entre retardos, função que pode ser ajustada através de P1.

1



2





Lista de componentes

Resistores
R1 — 10 k
R2 — 1 M
R3 — 2,2 M
R4 — 4,7 M
R5 — 6,8 M
P1 — trimpot de 1 M
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 — 10 nF
C2 — 5 µF/16 V

Semicondutores
D1 — 1N4001
IC1 — 555

Diversos
Sa/Sb — chave de 2 pólos, 6 posições
Re — relé de 12 V, 100 mA
Placa impressa

10. Carregador de baterias auto-comutável

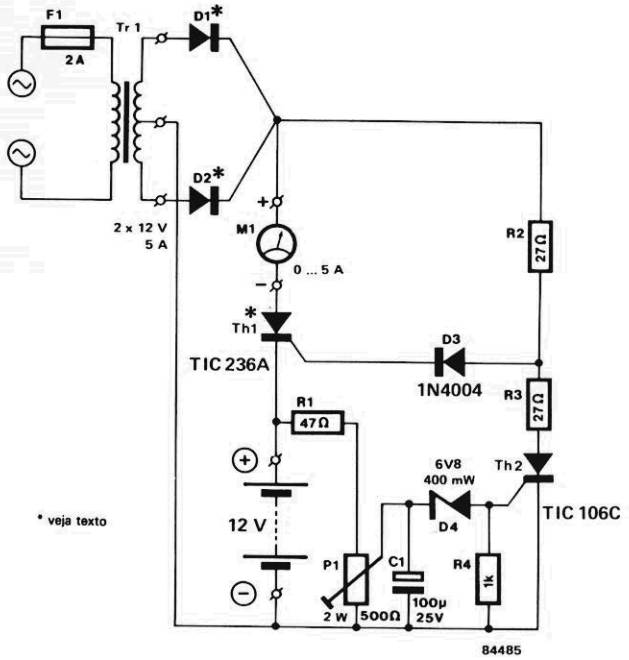
Este dispositivo foi especialmente projetado para baterias "hibernantes", isto é, que não são usadas por longos períodos e correm sempre o risco de auto-descarregar. Basta acoplar a bateria ao circuito e ligá-lo uma ou duas vezes por semana; terminada a carga necessária (quando a tensão nominal é atingida, portanto), o carregador pára de fornecer corrente e fica à espera, para começar de novo assim que a tensão cair demais.

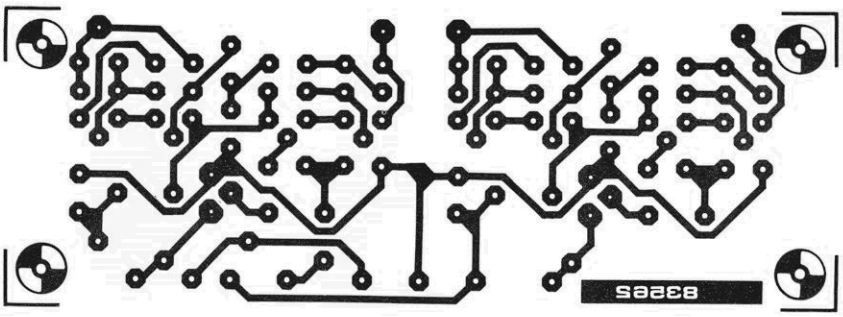
Vamos supor que a bateria representada no esquema esteja com baixo nível de tensão, inferior ao nominal. Logo que o carregador é ativado, uma corrente começa a fluir por D3, em direção à porta do SCR Th1; este começa a conduzir e permite a passagem de uma corrente de carga para a bateria, que é assinalada pelo amperímetro M1. A tensão nos terminais da bateria sobe então gradualmente, e com ela o potencial sobre R1/P1. Com isso, o capacitor C1 é carregado e ao atingir um determinado nível de tensão, o zener D4 passa também a conduzir.

Quando isso acontece, surge uma corrente na porta de Th2, que conduz e faz com que a corrente enviada a Th1 caia abaixo do nível mínimo de manutenção. O primeiro SCR é levado então ao corte e a corrente de carga pára de fluir; a leitura do amperímetro cai a zero. Se depois de algum tempo o nível da bateria cair novamente, a condução de Th2 não poderá ser mais sustentada; com o segundo SCR cortado, a corrente de porta de Th1 vai aumentar de novo, fazendo-o conduzir e permitindo o fluxo da corrente de carga.

O circuito pode ser calibrado conectando-se uma bateria completamente carregada aos terminais correspondentes e ajustando P1 de modo que haja apenas uma "ameaça" de leitura no amperímetro. Note que o transformador não deve fornecer correntes superiores a 5 A, porque quando Th1 conduz sua única carga é formada pelo enrolamento secundário e pela própria bateria. Para maior segurança de operação, Th1 deve suportar correntes de até 10 A; os tipos TIC236A e TIC246A, por exemplo, encaixam-se perfeitamente nesse requisito. O mesmo vale para os diodos retificadores, cuja corrente direta não deve ser inferior a 8 A.

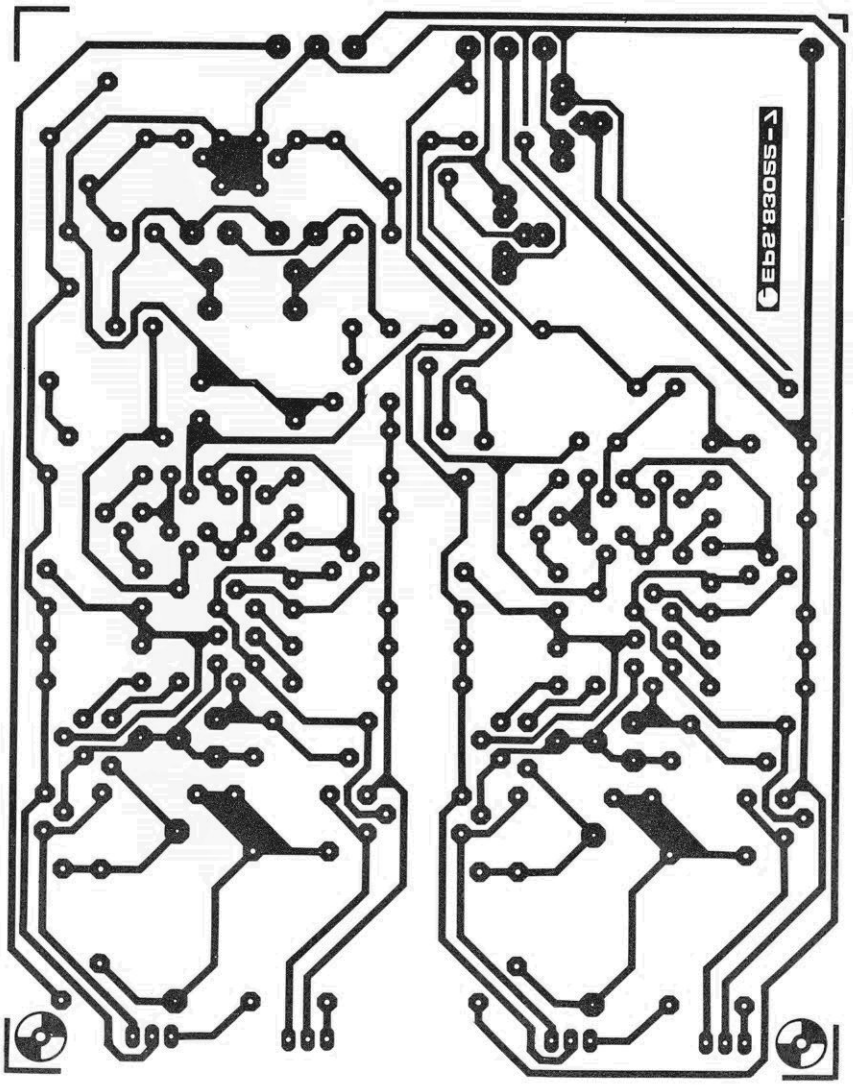
1



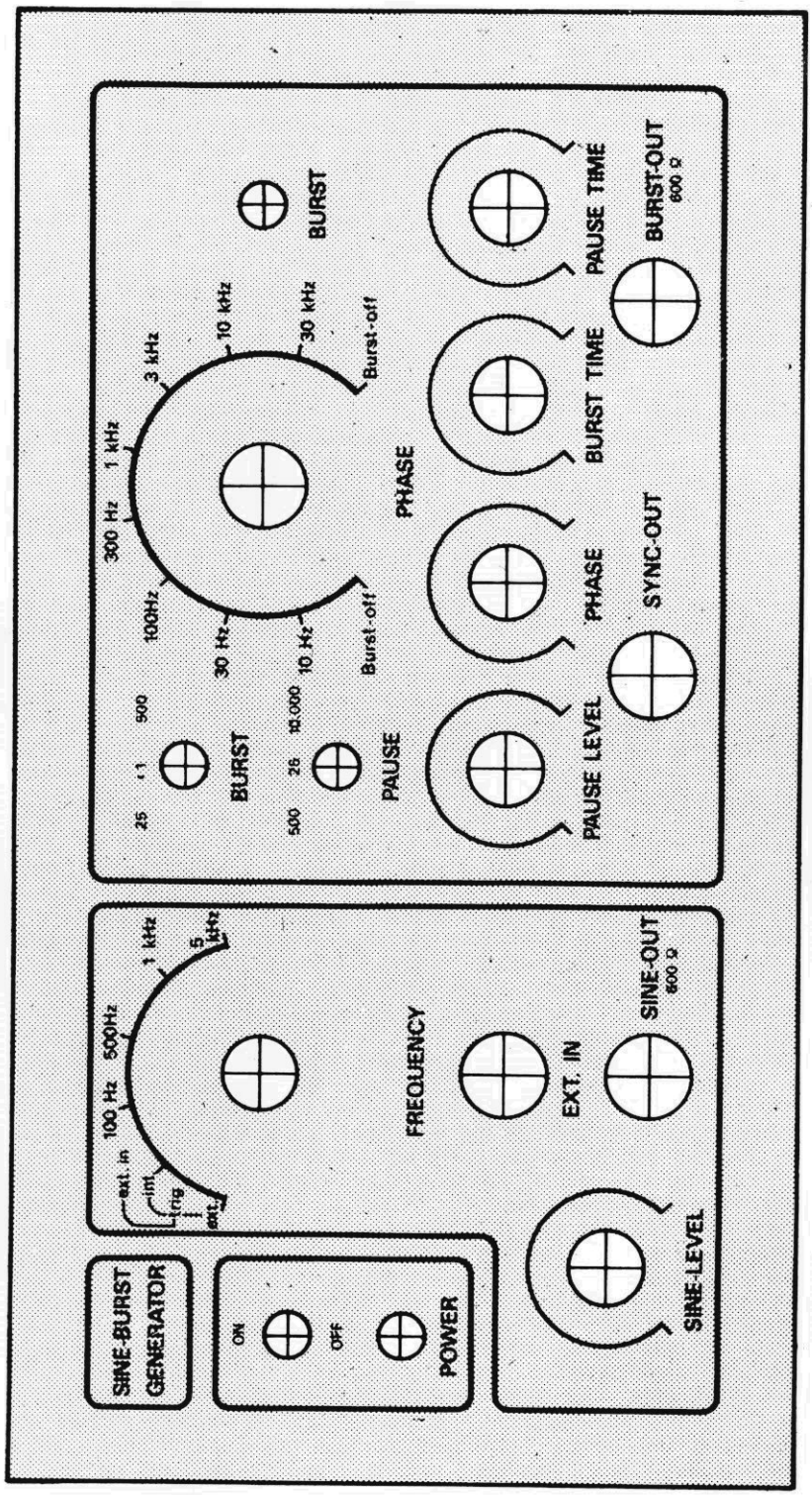


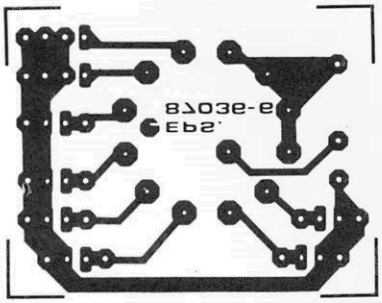
Prelúdio

amplificador de fones...

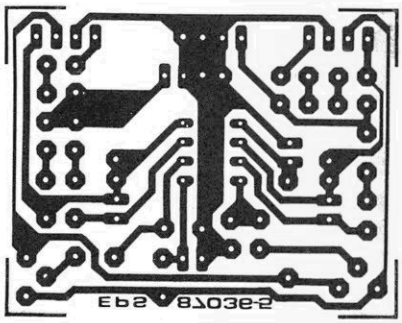


Gerador senoidal...



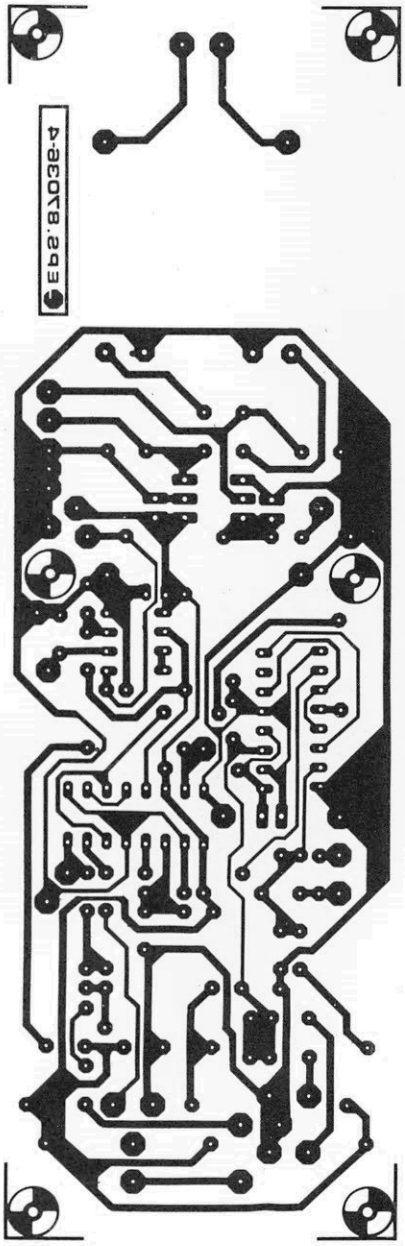


Gerador senoidal...

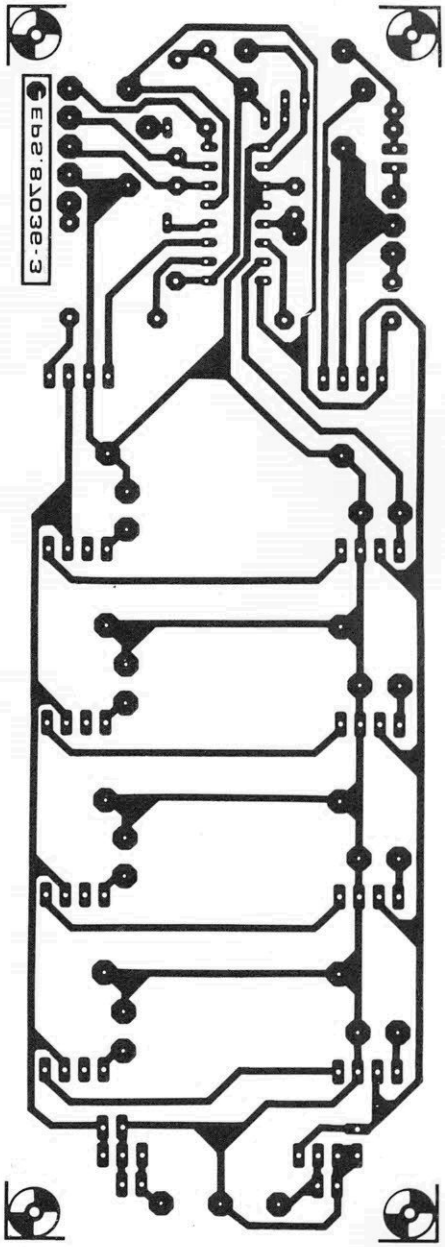


Gerador senoidal...

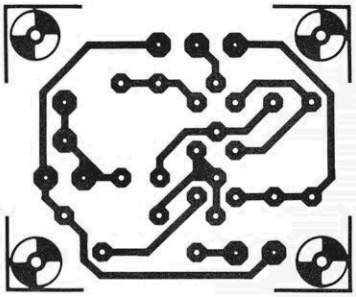
Gerador senoidal...

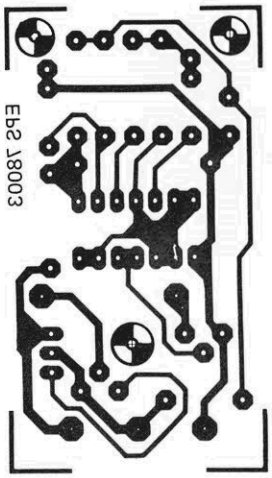


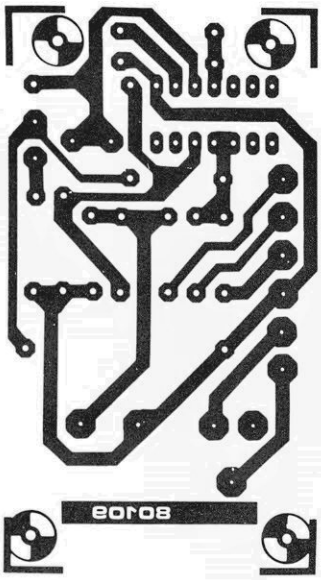
Gerador senoidal...

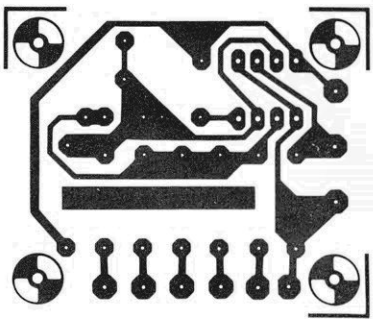


serviço elektor









Todos os que decidiram montar o pré da Elektor devem estar às voltas agora com um total de 9 placas e talvez com uma série de dúvidas. Este artigo final visa justamente dissipar essas dúvidas, além de apresentar as características técnicas do aparelho e sugerir um ou dois refinamentos adicionais

Prelúdio – a última palavra em pré-amplificador

4ª parte

Aí está: você tem aos seus cuidados um sofisticado aparelho composto por 9 placas de circuito impresso, 12 CIs, mais de 100 transistores, 11 diodos, cerca de 230 resistores, 26 potenciômetros, aproximadamente 130 capacitores e 13 chaves comutadoras. Mais interessante que saber o total de componentes envolvidos, porém, é estar ciente do que realmente esperar quando todos eles são reunidos em um grande circuito chamado "Prelúdio". Foram necessários seis artigos (ou sete, se considerarmos o Semáforo de Áudio, publicado fora de seqüência) para chegar a este ponto e não queremos encerrar a série sem esclarecer alguns pontos e fazer algumas sugestões úteis.

Uma das primeiras preocupações de todo montador deve ter sido o próprio desempenho do pré-amplificador, ou seja, se ele compensa mesmo o investimento feito em tempo e dinheiro. Acreditamos que não há motivos para se preocupar, pois qualquer Prelúdio deve exibir as especificações reunidas na ficha técnica, desde que seus módulos sejam feitos com as placas recomendadas e a montagem seja efetuada com critério e paciência. lembre-se que seu pré, como Roma, jamais poderia ser construído em um dia; é sempre melhor conter a ânsia de ver o circuito pronto e usar de todo o profissionalismo possível em sua confecção. Para extrair o máximo do Prelúdio, no entanto, não basta montá-lo corretamente; é preciso também saber utilizá-lo, com seus vários recursos, além de escolher um amplificador de potência e caixas acústicas condignos.

O caso dos trimpots de entrada

O Prelúdio diverge do projeto convencional de pré-amplificadores em pelo menos um aspecto fundamental: o posicionamento do controle de volume no circuito. De fato, contrariando a concepção normalmente aceita, esse controle está situado na saída do pré — o que pode parecer um tanto estranho, mas tem uma grande vantagem, já mencionada de passagem em um dos artigos anteriores. Com tal implementação, qualquer ruído produzido nos estágios de amplificação será atenuado juntamente com o nível do sinal, na saída do sistema. O mesmo não se pode dizer dos circuitos tradicionais, que possuem um

Ficha técnica do Prelúdio
(versão completa, sem controle remoto)

tensão nominal de saída:	1 V RMS (máx. 4,6 V RMS)
Impedância de saída:	≤ 400 ohms
Distorção harmônica: (válido também para fones, na operação em classe A)	< 0,015% (a 1 V, 20 Hz...20 kHz)
Resposta em frequência:	6 Hz...60 kHz, +0/-1 dB
Desvio da curva RIAA:	< 0,5 dB (20 Hz...20 kHz)
Sensibilidade/impedância de entrada:	
BM:	0,1 mV RMS/100 ohms
MM1, MM2:	2 mV RMS/120 k//10 pf
outras entradas:	100 mV RMS/45 k
Controle de tonalidade:	
baixo(400 Hz):	±12 dB a 50 Hz
baixo(800 Hz):	±12 dB a 100 Hz
alto(2 kHz):	±12 dB a 10 kHz
alto(4 kHz):	±12 dB a 20 kHz
Relação sinal/ruído:	
BM:	>60 dB
MM1, MM2:	>80 dB
outras entradas:	>95 dB
Silenciamento:	-20 dB
Controle de equilíbrio:	+6 dB...-∞ dB
Interferência mútua:	
BM, MM1, MM2:	-60 dB(20 Hz...20 kHz)
outras entradas:	-60 dB (c/ *buffers*, 20 Hz/20 kHz)
	-45 dB (s/ *buffers*, 20 Hz/20 kHz)

controle de volume logo na entrada.

Se você está apostando que essa vantagem tem uma contrapartida, acertou: sem qualquer dispositivo para limitar o nível do sinal de entrada, pode ser bastante grande o risco de sobre-excitar o amplificador, levando-o ao ceifamento. Assim, embora não tivessem a intenção, os projetistas do Prelúdio chegaram a barganhar um menor nível de ruído em troca de maior distorção — mas solucionaram o problema em tempo!

A solução foi então utilizar trimpots em algumas das entradas. Note que as entradas fonográficas não ganharam trimpots porque existe uma forma mais "elegante" de determinar sua amplificação (caso seja realmente necessário); nesse caso, o ganho é estabelecido selecionando-se o valor de R7/R7', no pré fonográfico, até o máximo de 390 ohms.

Mas os trimpots não deixam de ser um mal necessário e seria melhor se pudéssemos nos livrar deles completamente. É o caso, por exemplo, com certos sintonizadores modernos que dispõem de um controle de nível de baixa impedância na saída. Tenha em mente, também, que cada trimpot de 250 k pode ser substituído por um divisor fixo de tensão, uma vez conhecidos os níveis de sinal em cada entrada. Um valor resistivo total 5...10 vezes maior que a impedância da fonte de áudio é mais que adequado, podendo até ajudar a reduzir a incidência de ruído e *crosstalk*.

Sob qualquer circunstância, assegure-se de que o sinal aplicado ao amplificador do controle de tonalidade (com este controle inserido no circuito) não exceda 100...150 mV RMS; esses valores correspondem a 1...1,5 V RMS na saída final do Prelúdio, mais que suficiente para excitar qualquer amplificador de potência.

Os benefícios da baixa impedância

Apesar do grande número de chaves e potenciômetros, além das longas trilhas de circuito impresso, em alguns casos, o *crosstalk* ou interferência mútua no Prelúdio é surpreendentemente baixo. Claro que o conceito da "placa-barramento", com suas entradas e saídas em placas voltadas umas paras as outras não ajuda nem um pouco a minimizar o problema. Mesmo assim, o nível de interferência entre canais ficou bem acima do requisito mínimo pedido pelas normas DIN, que é uma atenuação de 30 dB ao longo da faixa de 250 Hz a 10 kHz. Embora seja um nível aceitável, ele pode ser melhorado ainda mais utilizando-se o *buffer* da figura 1.

Esse circuito foi originalmente projetado para ser intercalado nas saídas auxiliares e de fita, mas pode também tomar o lugar dos trimpots de 250 k. Apenas uma observação: consideramos um desperdício inserir *buffers* como

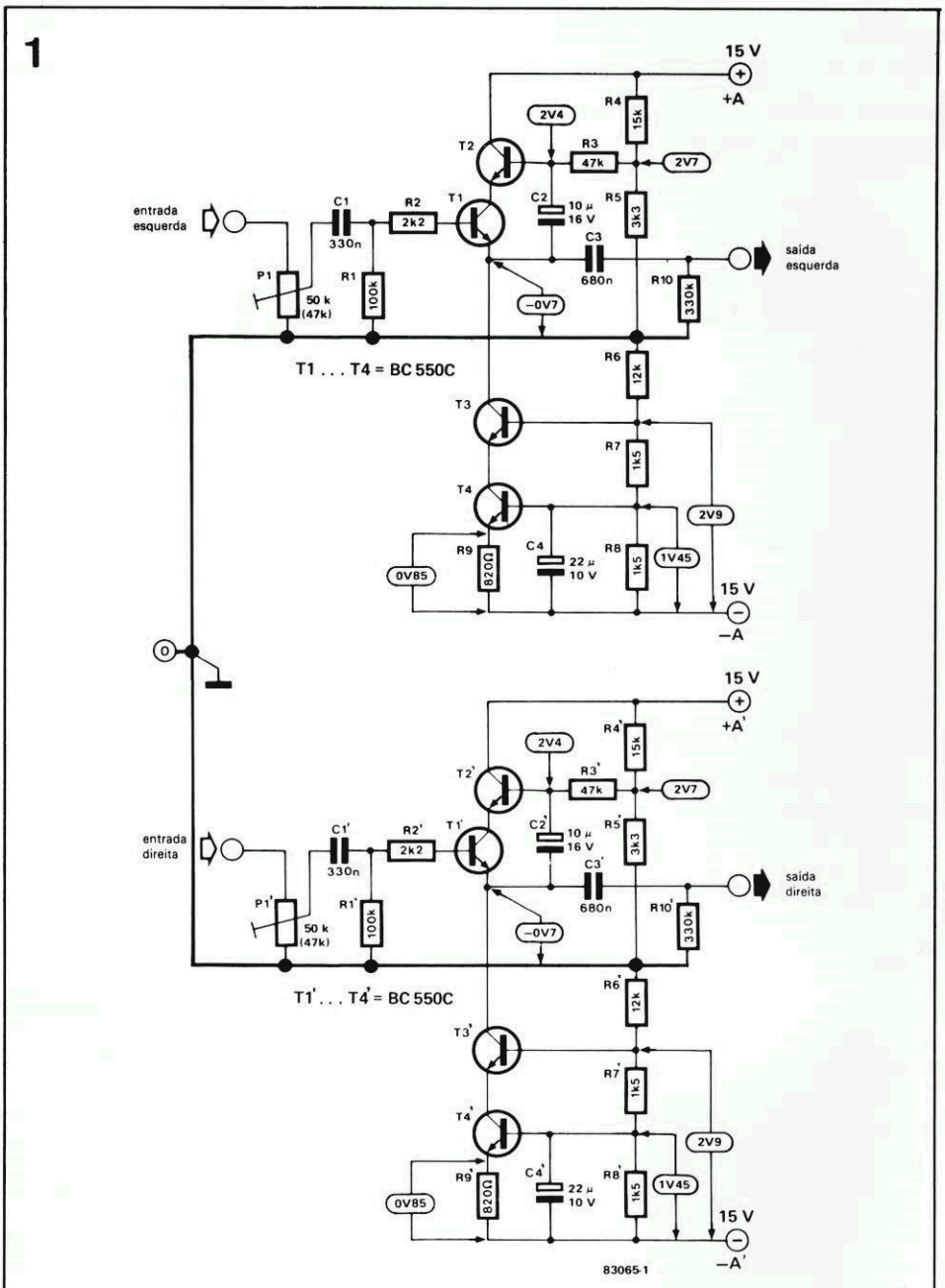


figura 1 — Este circuito pode ser usado como *buffer* (adaptador) para as entradas de 100 mV e para as saídas de fita e auxiliares; o objetivo é conseguir baixas impedâncias e assim reduzir a interferência mútua entre canais (ou seja, o *crosstalk*).

2

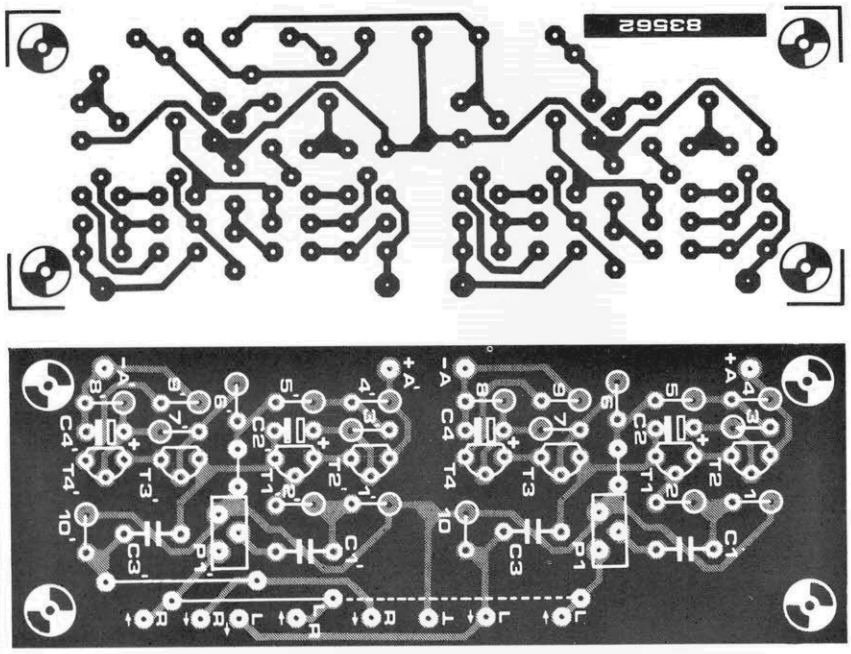


figura 2 — Placa de circuito impresso destinada ao *buffer* (já na versão estéreo), em tamanho natural.

Lista de componentes

Resistores
R1,R1'- 100 k
R2,R2'-2,2 k
R3,R3'- 47 k
R4,R4'- 15 k
R5,R5'- 3,3 k
R6,R6'- 12 k
R7,R7',R8,
R8'- 1,5 k
R9,R9'- 820
R10,R10'-330 k
P1,P1'-trimpots
de 47 ou 50 k
Todos os
valores em ohms

Capacitores
C1,C1'- 330 nF
C2,C2'-10 μF/16 V
C3,C3'- 680 nF
C4,C4'-22 μF/10 V

Semicondutores
T1...T4,
T1'...T4'-BC550C

Diversos
Placa nº 83562

3

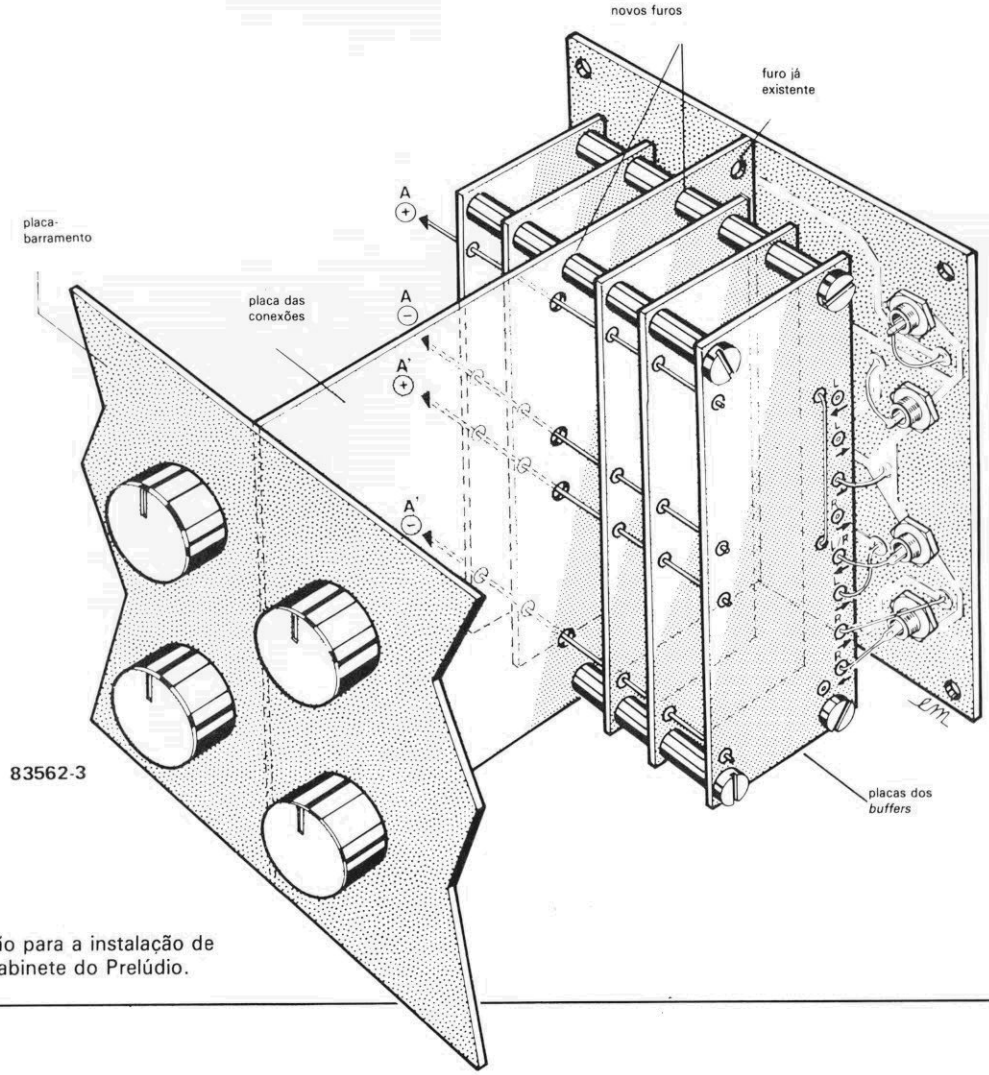


figura 3 — Sugestão para a instalação de vários *buffers* no gabinete do Prelúdio.

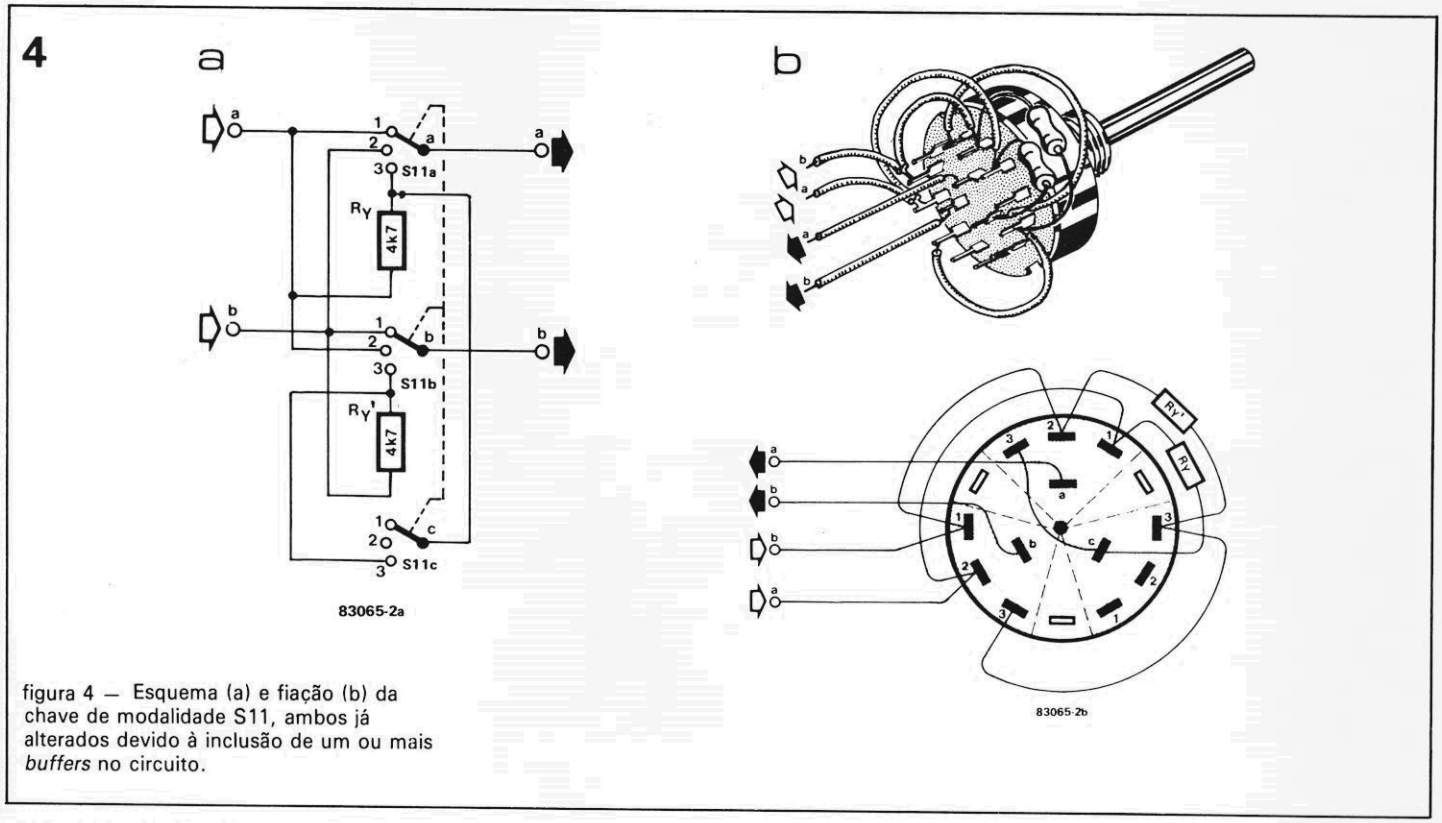


figura 4 — Esquema (a) e fiação (b) da chave de modalidade S11, ambos já alterados devido à inclusão de um ou mais *buffers* no circuito.

esse nas entradas fonográficas, pelo fato de que o pré MM já tem uma baixa impedância de saída (com uma atenuação de *crosstalk* equivalente a 60 dB). Nas demais entradas, eles servem justamente como redutores de impedância, baixando assim o grau de interferência mútua (já que a interação entre os canais é majoritariamente capacitiva).

Como se vê na figura, o *buffer* ou adaptador de impedâncias é composto por um super seguidor de emissor, cujo núcleo baseia-se na conexão de T1 e T2 em cascata. A carga do seguidor de emissor é uma fonte de corrente, constituída por outro par em cascata (T3/T4). O circuito resultante mostra uma excelente linearidade e uma baixíssima impedância de saída (praticamente nula, para efeitos práticos). Com ele, pode-se obter atenuações de *crosstalk* iguais ou superiores a 60 dB.

Não queremos afirmar, porém, que o *buffer* será necessário em todos os casos. É que, embora os trimpots de entrada afetem o nível de *crosstalk* (elevando a impedância "vista" pelo Prelúdio, qualquer que seja o equipamento de áudio ligado à sua entrada), o *buffer* poderá ser dispensado sempre que a impedância da fonte de sinal, somada à resistência do trimpot ou divisor de tensão, não for superior a 2 k.

A placa impressa correspondente aparece na figura 2, vista pelos dois lados. Para economizar espaço ao máximo, foi prevista a montagem vertical de todos os resistores, assim como dos capacitores C2, C2' C4 e C4'. Cada placa dessas corresponde a uma fonte de sinal estéreo e deve ser instalada tão próxima quanto possível da entrada ou saída em questão. Ao retirar o trimpot que foi substituído, não esqueça de fazer uma ponte entre a ilha do cursor e a da extremidade que não estava aterrada.

Na figura 3 vê-se como um ou mais *buffers* podem ser acrescentados ao Prelúdio, junto à placa das conexões. Repare que foram previstos, na placa, dois pontos distintos para a conexão dos bornes, que podem ser selecionados soldando-se a ponte de fio correspondente (em linha tracejada ou contínua). A fiação da chave de modalidade (S11) também precisa ser alterada com a inclusão de um ou mais *buffers* ao sistema, conforme mostra a figura 4. Os resistores adicionais Ry/Ry' providenciam para que um *buffer* não seja sobrecarregado pela baixa impedância de outro, mas apenas na modalidade "mono"; eles são retirados do circuito nas operações "estéreo" e "estéreo reverso", pois caso contrário seriam responsáveis por uma impedância de linha ainda maior.

Na figura 5, por fim, pode-se ver como efetuar as ligações dos adaptadores com os bornes de entrada. Em (a) temos o caso de uma conexão em série com as entradas auxiliares e para sintonizador, enquanto em (b) reproduzimos o método usado com as entradas FITA 1, FITA 2 e EXT. Veja ainda que a placa de conexões deve receber quatro novos furos de 3 mm, para permitir a montagem das plaquinhas (figura 3, novamente, que também mostra as conexões com os bornes). As tensões de alimentação ±A e ±A' podem ser obtidas na placa do pré-amplificador BM.

Detalhes de montagem

Existem alguns detalhes sobre a confecção do Prelúdio que merecem ser ressaltados:

1. A fiação de várias chaves situadas na placa-barramento ficou pouco clara sobre o desenho do circuito impresso. Por esse motivo,

essa área da face dos componentes foi reproduzida aqui, na figura 6, agora mais contrastada. Recomendamos que, após efetuar as ligações de S3 e S11, seja feita uma checagem das mesmas com um ohmímetro.

2. Três das pontes de fio existentes na placa-barramento cruzam a área em que é instalada a placa das conexões (veja novamente a figura 6). É aconselhável, por isso, fazer tais pontes com fio isolado, na face cobreada da placa-baramento, **após** a a placa das conexões ter sido instalada. Cuidado para não esquecer a ponte semi-encoberta pela chave S3.

3. O gabinete do pré-amplificador pode ser aterrado em um ponto próximo da fonte de alimentação ou através do próprio terra de uma das entradas MM. Um desses pontos irá certamente produzir menos zumbido do que o outro. Aterre o gabinete em um ponto apenas e certifique-se de que os eixos das chaves e potenciômetros (na placa-barramento) e também o jaque dos fones estão eletricamente isolados do painel metálico frontal.

4. Falando do gabinete, é melhor adotar um modelo padronizado de 19 polegadas. Não há problema se ele for 5 cm mais profundo que a extensão das placas impressas; de fato, é uma boa maneira de proteger os bornes traseiros contra danos eventuais.

5. O transformador para a fonte do Prelúdio pode ser alojado no canto direito do gabinete, logo atrás do indicador de status. Aconselhamos a utilização de um pequeno transformador toroidal, princpalmente se estiver prevista a inclusão do pré para bobina móvel; além de ser menor e mais leve que o convencioal, esse tipo de transformador provoca menos interferências, graças ao seu campo espúrio reduzido (ele é fabricado sob encomenda, no Brasil, pela Audium, entre outras empresas). Nada impede também que o transformador de alimentação seja encerrado em uma pequena caixa metálica, desde que seja adequadamente ventilada.

6. Repetimos, por fim, uma observação já feita anteriormente: não esqueça de intalar Cx e Cx' na placa do amplificador de linha !

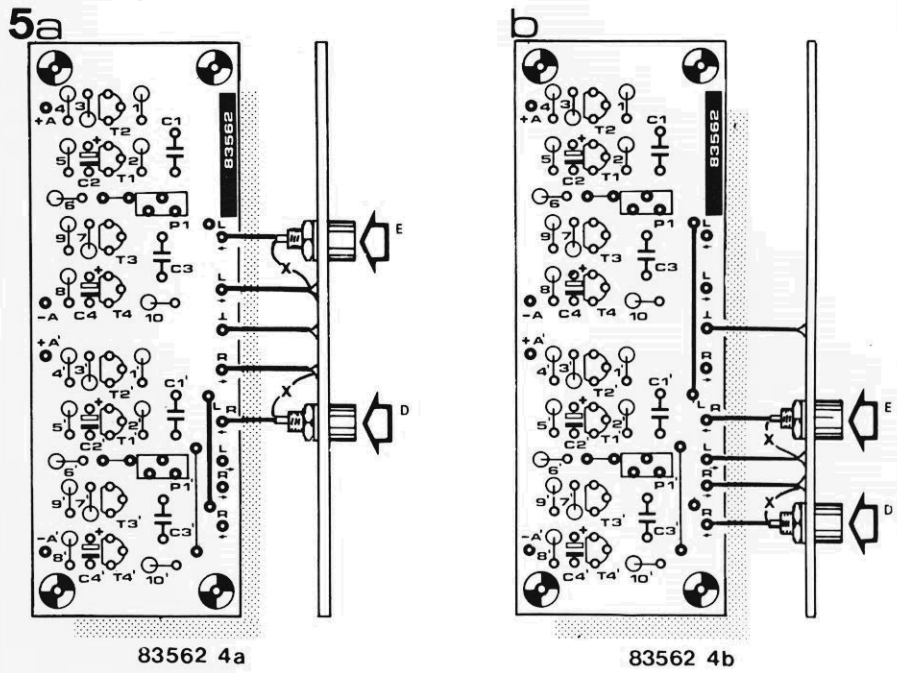


figura 5 — Forma de ligar os *buffers* em série com as entradas auxiliares ou de sintonizador (a) e com as entradas de fita ou externas (b).

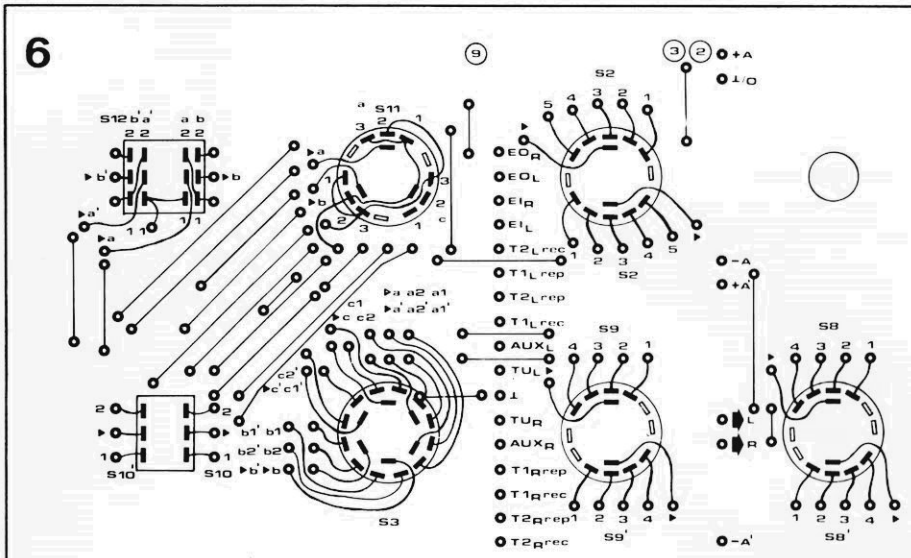


figura 6 — Visão de uma parte da placa-barramento, pela face dos componentes, ilustrando com mais clareza a conexão de algumas chaves.

Ele é um preciso regulador integrado muito conhecido pela sua versatilidade, sua boa regulação de linha e carga e seu baixo coeficiente de temperatura. Mas além das inúmeras aplicações nessa área, o 723 pode ser também aproveitado como regulador de corrente de grande precisão.

O 723 como fonte de corrente constante

Como se pode ver pelo diagrama simplificado da figura 1, o 723 contém basicamente uma referência de tensão compensada em temperatura, um amplificador diferencial, transistores excitadores e de potência, além de um transistor sensor de corrente, para fins de limitação da mesma. Essa referência de tensão fornece um valor de 7,15 V ±5% através do pino 4 (encapsulamento metálico) ou 6 (encapsulamento DIP). Quanto maior a familiaridade com o circuito interno do regulador, mais fácil será compreender sua operação como fonte de corrente constante — que está representada na figura 2.

O amplificador diferencial fica ligado como seguidor de tensão, com sua saída Vo acoplada diretamente à própria entrada inversora, dando origem a uma realimentação. Um divisor de potencial, R2/R3, conectado à saída da tensão de referência, entrega cerca de 2,2V à entrada não inversora do amplificador. Como este foi implementado como seguidor de tensão, esse mesmo valor de 2,2 V aparece na saída Vo. Isto faz com que uma corrente constante igual a

$$I = \frac{2.2}{R_1}$$

passe a fluir por R1.

Como tal corrente flui da linha positiva de alimentação em direção ao terminal Vc, deve passar também pela carga externa R_L. É uma corrente constante, não importando o valor dessa carga, dentro de certos limites. O máximo valor de R_L, então, é dado por:

$$R_L = \frac{U_b - 2.2}{I} \qquad (\Omega, V, A).$$

Embora o 723 possa fornecer até 150 mA na saída, é preciso ter cuidado para não exceder sua dissipação máxima de 800 mW — que ocorre quando R_L é nula, ou seja, quando praticamente toda a tensão de alimentação recai sobre

1

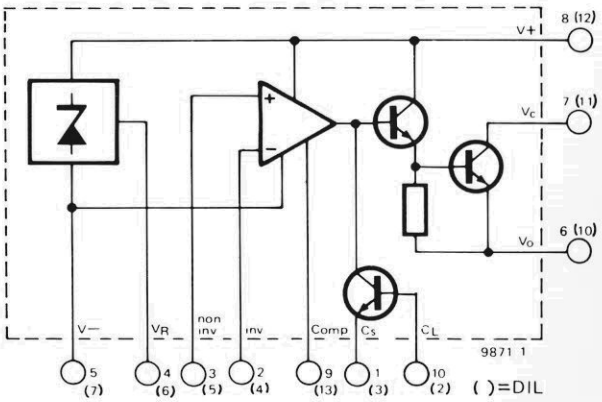


figura 1 — Circuito interno simplificado do CI regulador tipo 723. Os números entre parênteses correspondem à pinagem do encapsulamento plástico DIL (ou DIP); os outros, à pinagem da cápsula metálica TO.

2

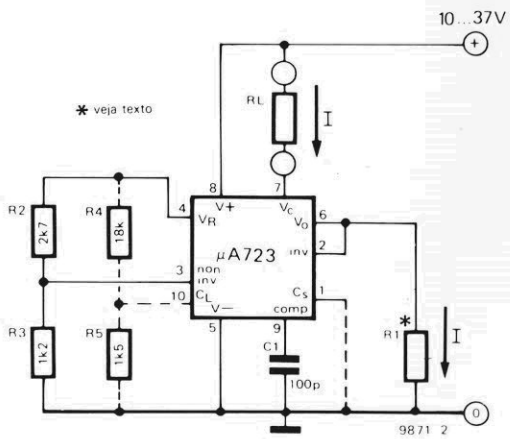


figura 2 — Exemplo de aplicação do 723 como fonte de corrente constante.

o transistor final do CI. A dissipação é dada por:

$$P = (U_b - 2.2) \times I \qquad (W, V, A).$$

Dando outra forma a essa equação e substituindo 0,8 W como dissipação máxima, a maior corrente que pode ser fornecida com segurança (na condição de curto-circuito) equivale a:

$$I_{max} = \frac{0.8}{U_b - 2.2} \qquad (A, W, V).$$

Com uma alimentação de 10 V, vamos ter um valor aproximado de 100 mA, ao passo que na alimentação máxima de 37 V ele não passa dos 23 mA.

Nossa fonte de corrente pode ser provida ainda de uma proteção térmica, para resguardá-la contra sobreaquecimento — o que pode ser conseguido pela utilização do transistor limitador de corrente do CI como sensor de temperatura. A 30°C, a tensão de "joelho" base-emissor desse transistor gira em torno de 0,65 V, mas a 120°C ele cai para 0,5 V. Os resistores R4 e R5, que aparecem em linha tracejada, aplicam aproximadamente 0,5 à base desse mesmo transistor (note a ligação com o terminal Cs, também em linha tracejada).

Por ser inferior à tensão de joelho base-emissor mencionada, ela é insuficiente para fazer o transistor conduzir: mas em 120ºC, porém, quando essa tensão atinge 0,5 V, o transistor começa a conduzir. Como conseqüência, a excitação de base para o estágio final do CI vai sofrer uma redução, diminuindo a corrente de saída e, com ela, a dissipação.

Caso o 723 não possa fornecer sozinho a corrente desejada, existe a possibilidade de se acrescentar um transistor externo ao circuito, como se vê na figura 3. Optando por um NPN, ele será ligado simplesmente como uma extensão dos seguidores de emissor existentes no próprio estágio final do CI: base com Vo e emissor com entrada inversora do amplificador diferencial. Se o transistor for PNP, contudo, será preciso fazer um pequeno rearranjo no circuito: Vo e a entrada inversora ficarão acoplados, enquanto a base será ligada a Vc (que é coletor do transistor final do integrado). A equação, para o cálculo da corrente de saída, fornecida anteriormente, é válida também para esses dois circuitos.

O recurso da proteção térmica pode ser acrescentado a eles, mas é bom ressaltar que apenas o CI será protegido, deixando o transistor externo por sua própria conta. Como a dissipação nesse transistor pode atingir níveis elevados, é essencial dotá-lo de um dissipador de boas dimensões. A título de exemplo, com uma alimentação de 37 V e uma corrente de 1 A, a dissipação em curto-circuito do transistor adicional será de 35 W!

3

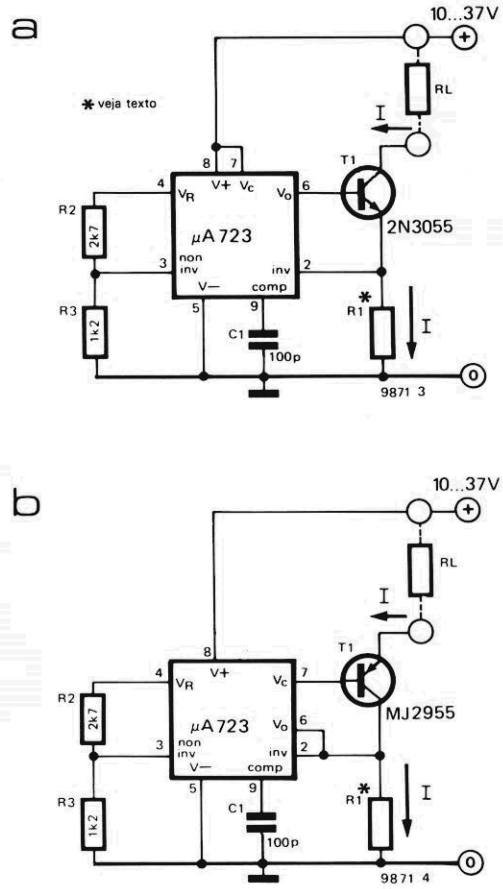


figura 3 — Caso seja necessário dispor de uma corrente de saída maior que a fornecida pelo próprio 723, pode-se acrescentar um transistor externo tipo NPN (a) ou PNP (b).

Concluindo a matéria iniciada na edição passada, estamos fornecendo detalhes sobre o adaptador de salvas e a montagem do instrumento completo.

Gerador senoidal com frequências discretas

M. G. Weigl

2ª parte

Uma salva de áudio (*tone burst*, em inglês) consiste simplesmente em um determinado número de períodos de uma tensão alternada, geralmente senoidal, cuja principal utilidade é o teste ou análise da resposta dinâmica de amplificadores, filtros ativos ou passivos e alto-falantes. No caso específico de um alto-falante, por exemplo, a salva senoidal pode ser empregada para verificar como se comporta o elemento excitador frente aos transientes — medindo sua saída acústica com um microfone de teste, posicionado a uma distância adequada do cone. O sinal captado pelo microfone é então amplificado e exibido na tela de um osciloscópio.

Esse método proporciona informações muito úteis sobre a ocorrência de ressonâncias, retardos de fase, oscilações, etc., além de ser uma boa forma de medir a faixa linear de operação do elemento sob teste. Pelo fato de a salva ser um sinal relativamente breve, com uma duração da ordem de 5 a 10 períodos, o alto-falante pode ser excitado até os limites de sua potência de pico, sem que a bobina seja sobrecarregada. E como nas medições de resposta baseadas em salvas a duração das pausas intermediárias é normalmente longa, quando comparada à da propria salva, sempre há tempo suficiente para que o alto-falante dissipe o calor desenvolvido durante o processo.

Pausa, salva e fase

Observando o diagrama de blocos referente ao circuito de salvas, na figura 6, vê-se que o sinal proveniente do pólo "a" de S4 é aplicado ao controle de amplitude da senóide (P4), para depois ser entregue a um filtro passa-baixas (L P5b, com fc = 35 kHz), a fim de garantir a ausência de componentes espúrios. As salvas são obtidas por meio da chave eletrônica ES1, que é controlada por um sinal pulsado. Durante as pausas entre os trens de pulsos, ES1 excita o filtro L P5a (fc = 70 kHz) com o sinal atenuado existente no cursos de P5; na parte ativa do pulso chaveador, ao contrário, esse filtro recebe a senóide em toda sua amplitude.

O controle de ES1 é efetuado por um sinal composto, obtido a partir de uma adequada constante de tempo dos sinais de fase, salva e pausa. Note que o período de sincronismo não é ajustável, mas resulta sempre bem mais longo que o do sinal mais lento disponível no circuito (10 Hz).

Obtendo salvas senoidais

Na figura 7 podemos encontrar mais detalhes sobre a interligação do circuito de salvas com o gerador descrito na primeira parte

Adaptador para salvas
ficha técnica

- Ângulo de fase ajustável entre 10 e 360°
- Ângulos de ativação e desativação sincronizados
- Níveis de salva e pausa continuamente variáveis
- Duração de salva e pausa continuamente variável
- Adaptável a outros geradores senoidais
- Máxima tensão de entrada: 5,6 V RMS
- Máxima freqüência e entrada: 30 kHz
- Saída de sincronismo para disparo de osciloscópios

6

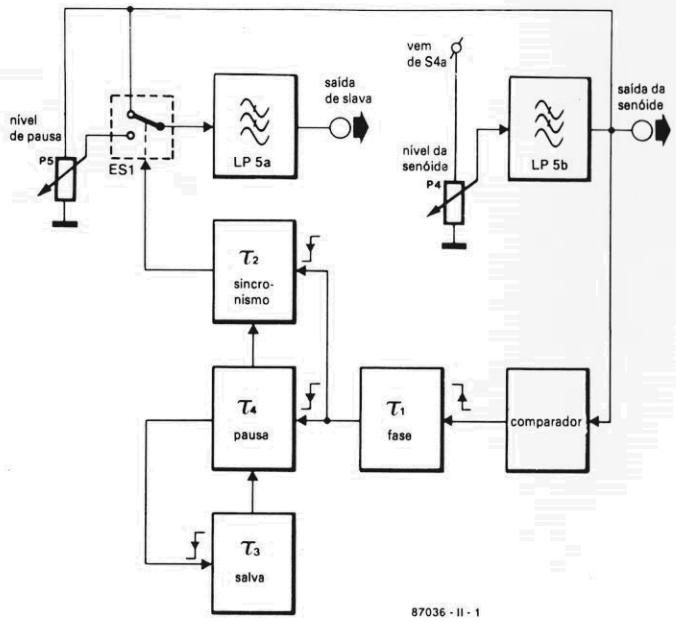


figura 6 — Diagrama de blocos do circuito de salvas incluído no gerador senoidal.

7

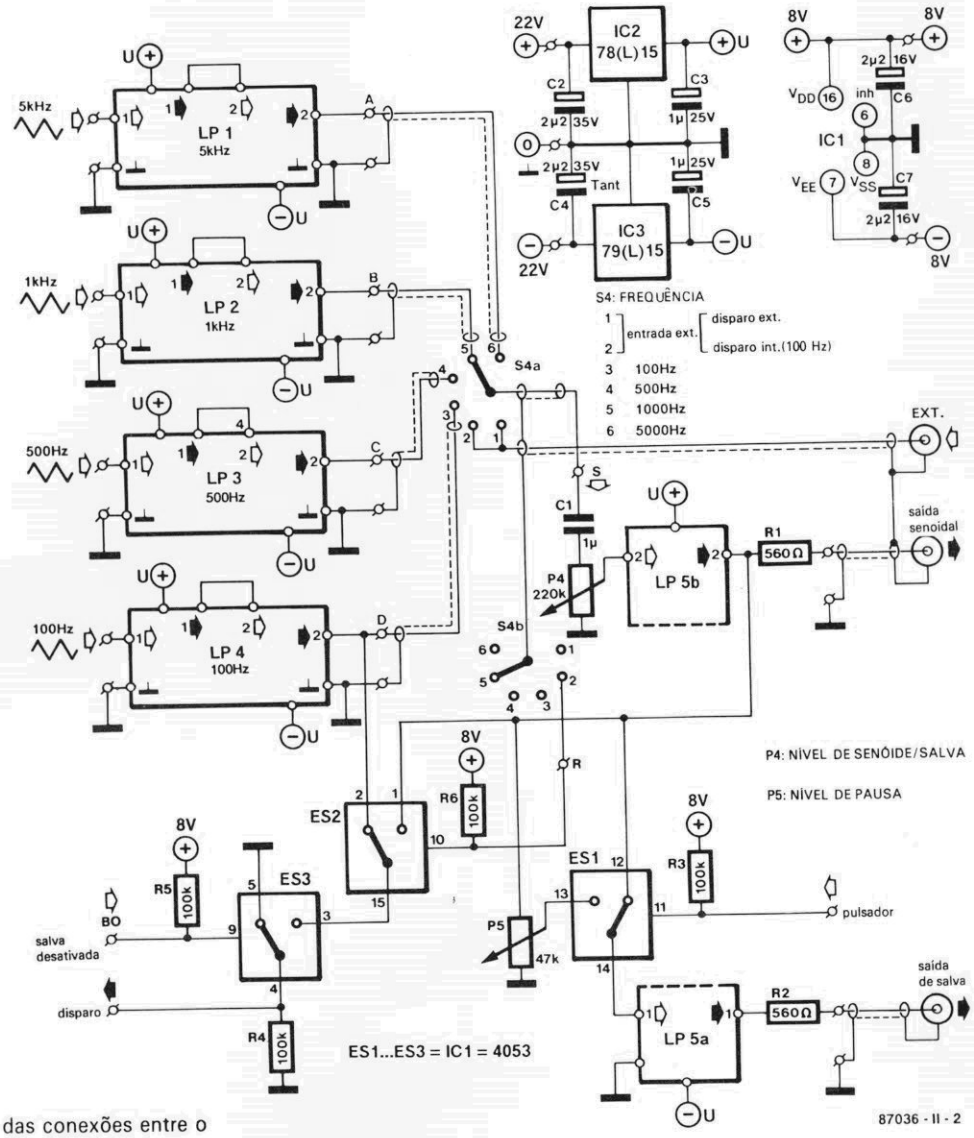
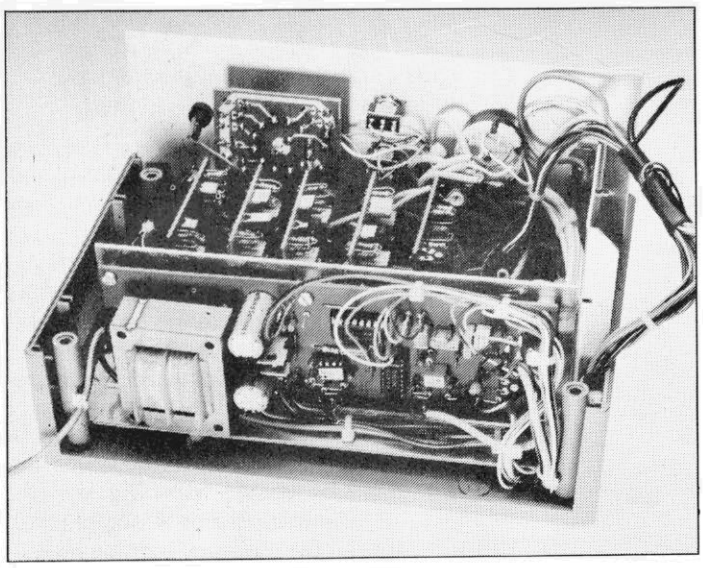
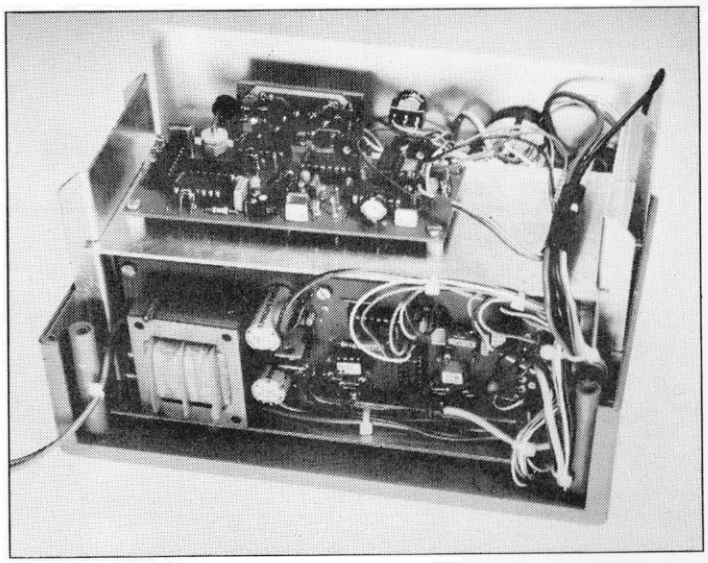


figura 7 — Esquema das conexões entre o adaptador para salvas e o restante do circuito. Os sinais de controle são direcionados com o auxílio de chaves eletrônicas.





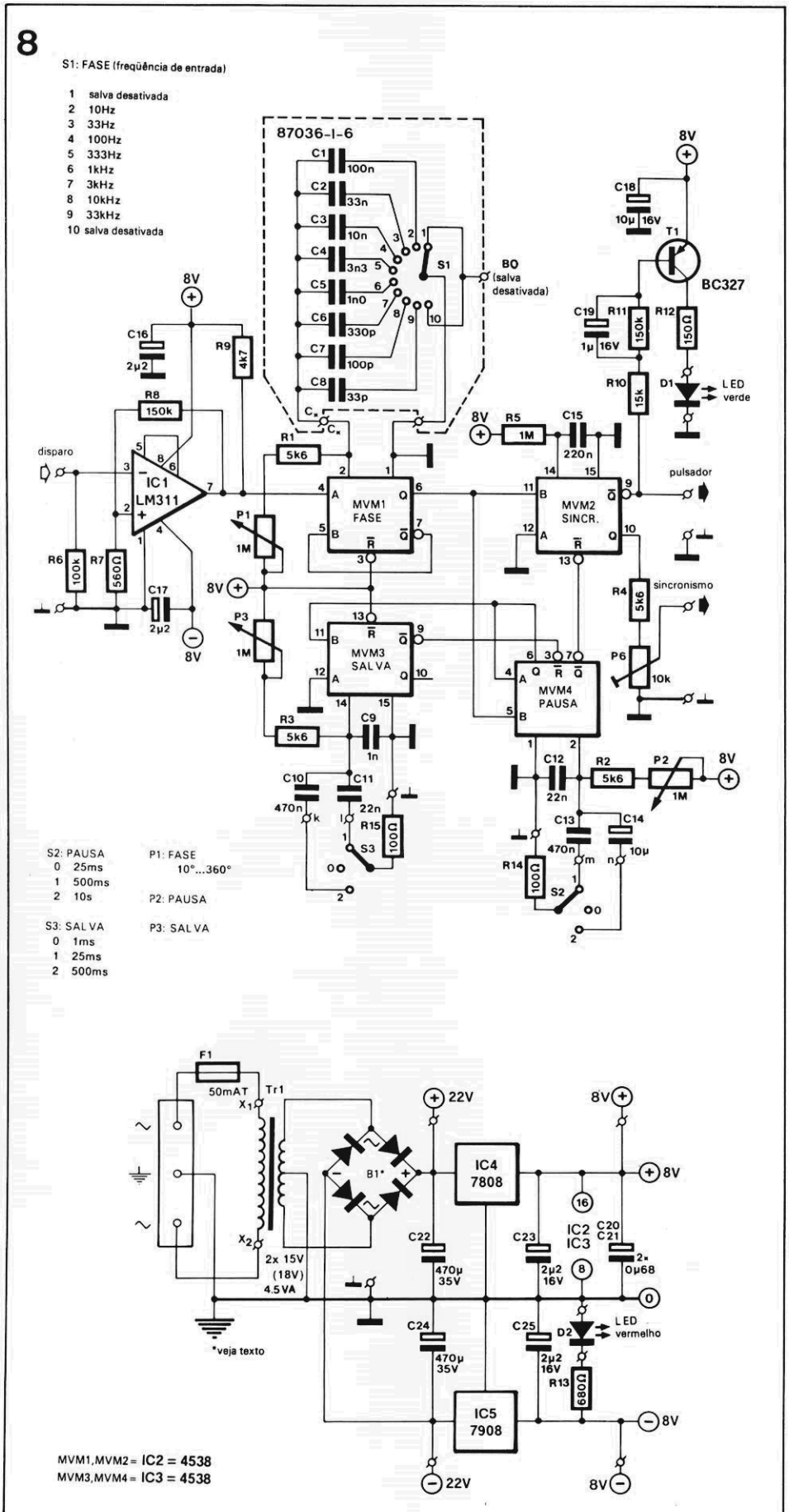


figura 8 — Circuitos do pulsador e da fonte de alimentação.

desta matéria. Os filtros LP1... LP4 foram representados aqui novamente para deixar bem claro que eles fazem parte do circuito instalado na placa principal — o qual será descrito no seu devido tempo. A pequena fonte representada no alto da figura, feita com base em IC2 e IC3, serve para alimentar os módulos de filtragem com ± 15 V.

Comecemos pela chave ES1, que ativa e desativa a senóide, produzindo assim as salvas com o auxílio do sinal pulsador (CHOP, na placa). A amplitude do sinal é estabelecida pelo ajuste feito em P4 (nível da senóide), quando o sinal pulsador assuma um nível baixo, ou por P5 (nível da pausa), caso aquele sinal esteja em nível alto.

As posições assumidas pelas chaves, na figura 7, correspondem à condição "salva desativada". O sinal de disparo (TRIG, na placa) controla o pulsador, tendo sido representado em estado desativado via ES3. O sinal pulsador assume então um nível lógico alto, permitindo que a senóide seja enviada à saída de salvas (BURST, na placa), por intermédio de P5, ES1 e LP5a. A mesma frequência discreta torna-se disponível, é claro, na saída senoidal — embora o controle de amplitude seja feito separadamente, por P4 e P5; as duas saídas devem dispor de uma terminação de 600 ohms.

A chave eletrônica ES2 é ativada sempre que o sinal torna-se necessário no processamento de sinais aperiódicos, tal como ruído. Nesses casos, um sinal pulsador interno é obtido passando-se a saída de LP4 (100 Hz) para a saída de disparo, num arranjo que possibilita utilizar o adaptador de salvas com uma grande variedade de sinais externos.

A extensão de salvas

O esquema do circuito pulsador (ou seja, o coração do adaptador de salvas) está representado na figura 8. O comparador IC1 inicial converte qualquer forma de onda presente na entrada de disparo em um sinal retangular, compatível com os níveis CMOS, para o monoestável MVM1; este foi implementado de forma a disparar com bordas ascendentes do sinal e

opera na modalidade não redisparável, significando que seu período determinado por P1 + R1 — C1...C8 deve transcorrer totalmente, antes que possa ocorrer um novo disparo. A chave rotativa S1 e o potenciômetro P1 constituem os ajustes "grosso" e "fino" do retardo, respectivamente.

Pelo fato de o sinal de disparo estar sujeito a um atraso, antes de ser convertido num sinal pulsador, o verdadeiro controle de S1 e P1 se dá sobre o ângulo de fase inicial da senóide, na saída de salvas.

Os parâmetros mais importantes da salva são a duração da pausa e o número de períodos; ambos podem assumir o valor requerido por meio dos monoestáveis MVM3 e MVM4, respectivamente. Potenciômetros estrategicamente colocados asseguram ajustes perfeitos para cada aplicação em particular: P3 determina a extensão da salva, enquanto P2 se encarrega da pausa.

O monoestável MVM4 pode ser inibido pelo sinal Q enviado por MVM3, a fim de que os períodos de salva e pausa sejam mantidos bem separados. Uma vez completada cada salva, MVM4 volta a ser habilitado, podendo ser ativado pelo pulso de disparo seguinte, proveniente de MVM1 (já que a saída Q de MVM3 volta a exibir um nível alto).

O monoestável MVM2 tem a função de sincronizar o ponto de partida da salva (ou seja, seu ângulo de fase). Ele foi implementado para disparar sob transições negativas de sinal, mas recebe um *reset* durante as pausas da salva, já que a saída $\overline{Q}$ de MVM3 está ligada à sua entrada $\overline{R}$. Decorrida a pausa, MVM2 pode ser disparado novamente, por meio da transição negativa seguinte vinda de MVM1, e ele permanece ativado até o próximo *reset* "forçado" por MVM3 — pois está conectado na modalidade redisparável e seu período de saída, determinado por R5-C15, mostra-se extenso em relação à menor frequência de entrada (>10 Hz). O instante de desativação do sinal pulsador é fixado pela reversão de MVM1 ao estado inativo.

Recapitulando portanto as características do sinal de salva fornecido por este instrumento, a duração das pausas e da própria salva é variável e todo o sinal pode ser deslocado em fase de 10 a 360°, a fim de servir a medições específicas.

O sinal que aparece na saída Q de MVM2 é atenuado no divisor R4-P6, para depois ser aplicado à saída de sincronismo e assim disparar um osciloscópio. A saída $\overline{Q}$ do mesmo monoestável vai ativar o LED D1 através do excitador T1, o que gera uma informação visual sobre a atividade da salva.

A fonte de alimentação para o gerador senoidal e seu adaptador de salvas baseia-se num conceito tradicional, usando os CIs reguladores 7808 e 7908. Note que a saída de ±22 V, sem regulação, vai ligada aos reguladores IC2/IC3 da placa principal. O LED D2 constitui a luz piloto da

9

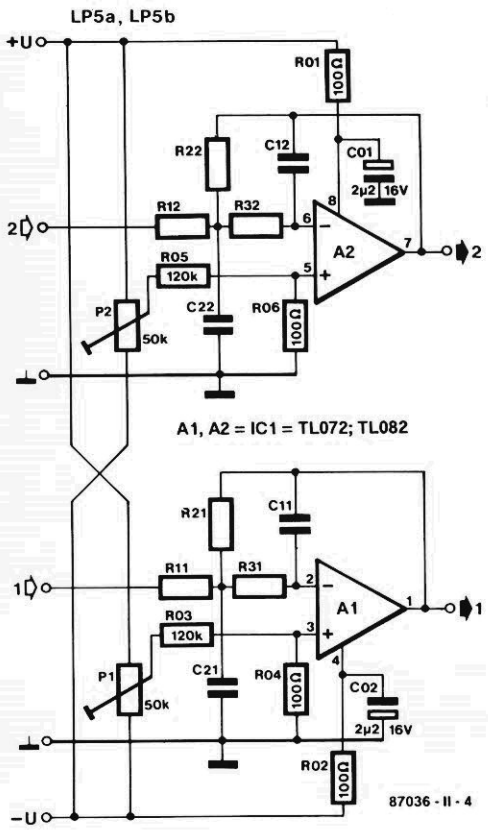


figura 9 — A senóide e as salvas são filtradas antes de se tornarem disponíveis na saída.

TABELA 2 — Dados técnicos do LP5

Tipo de filtro:	Bessel, passa-baixas; 2ª ordem, com realimentação múltipla
Freqüência de corte (fc):	70 kHz (LP5a) 35 kHz (LP5b)
Coeficientes do filtro:	A1 = 1,3617 B1 = 0,618
Amplificação global:	LP5a: At = Ao = -1 (f_{teste} << fc) LP5b: At = Ao = -3 (f_{teste} << fc)

Para o cálculo dos componentes ver TABELA 1 (LP1...LP4)

alimentação de nosso gerador senoidal.

Os filtros passa-baixas para as saídas de senóide e da salva estão representados na figura 9, ao passo que a Tabela 2 resume suas características técnicas. Os trimpots P1 e P2 permitem zerar a tensão de *offset* nas saídas de salva e senoidal, respectivamente.

Montagem final

A construção do aparelho deve ser iniciada pela soldagem dos componentes destinados à placa-barramento principal, que pode ser vista na figura 10. Os helipots P4 e P5 (trimpots multivoltas) podem ser substituídos por trimpots convencionais, desde que sejam feitas as necessárias adaptações na placa. Os filtros passa-baixas (L P5a,b) são montados em uma plaqueta própria, ilustrada na figura 13, que por sua vez é fixada na placa principal através de pinos de soldagem. Repare também que essa placa previu ilhas e espaço suficiente para a instalação de blindagens metálicas entre os vários módulos de filtragem.

Quanto à chave S1 e capacitores associados, seria melhor montá-los sobre uma plaquinha separada,

10

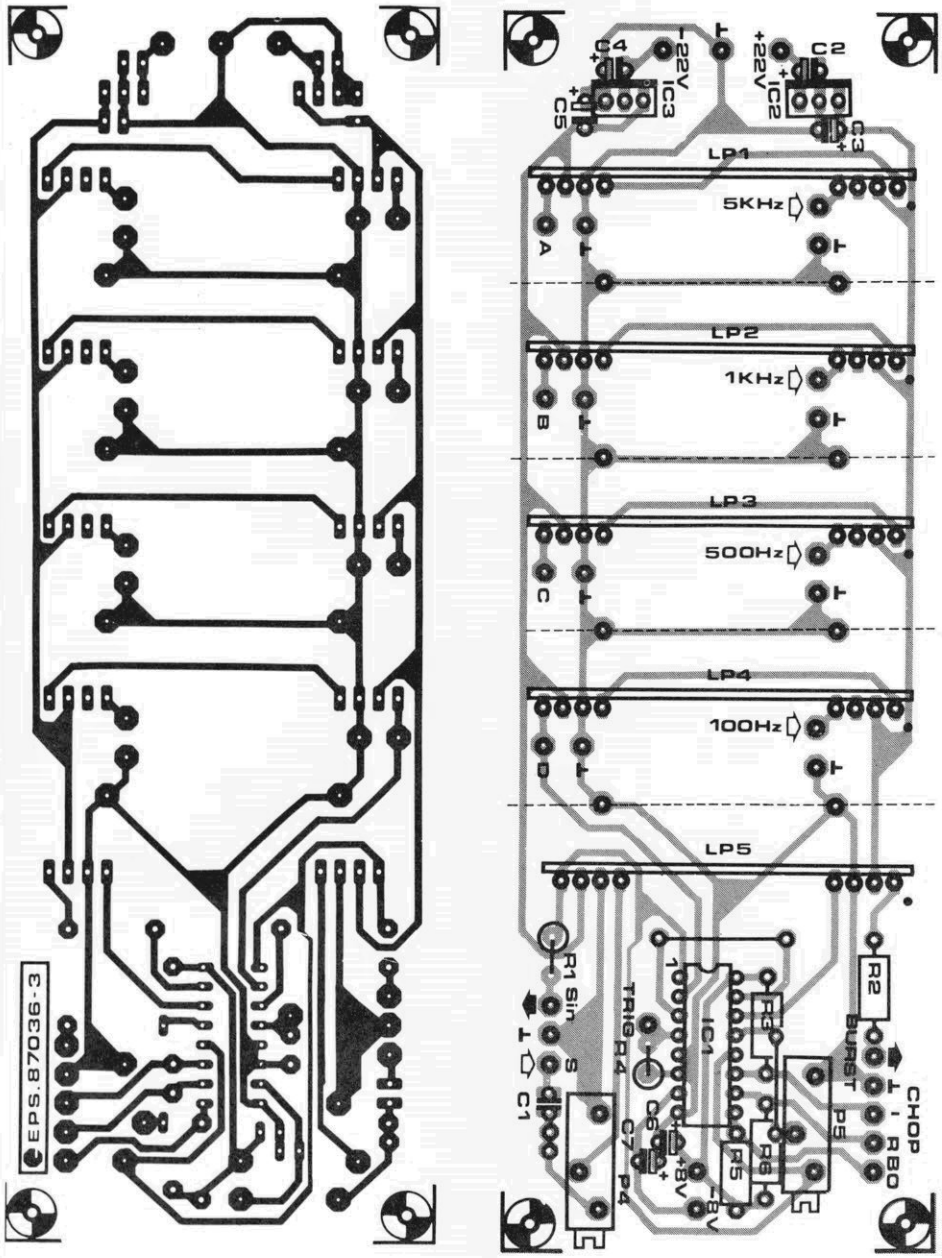


figura 10 — A placa principal do gerador senoidal contém o circuito da fig. 7 (à direita) e as plaquinhas dos filtros (montadas verticalmente).

Lista de componentes (placa principal, figura 10)

Resistores (5%)
R1,R2- 560
R3...R6- 100 k
P4- helipot ou trimpot de 220 k
P5- helipot ou trimpot de 47 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 1 μF (sem polaridade)
C2,C4-2,2μF/36 V*
C3,C5-1μF/25 V*
C6,C7-2,2μF/16 V*
*tântalo

Semicondutores
IC1- 4053
IC2- 7815 ou 78L 15
IC3- 7915 ou 79L 15

Diversos
S4- chave de 2 pólos, 6 posições
Placa nº 87036-3

11

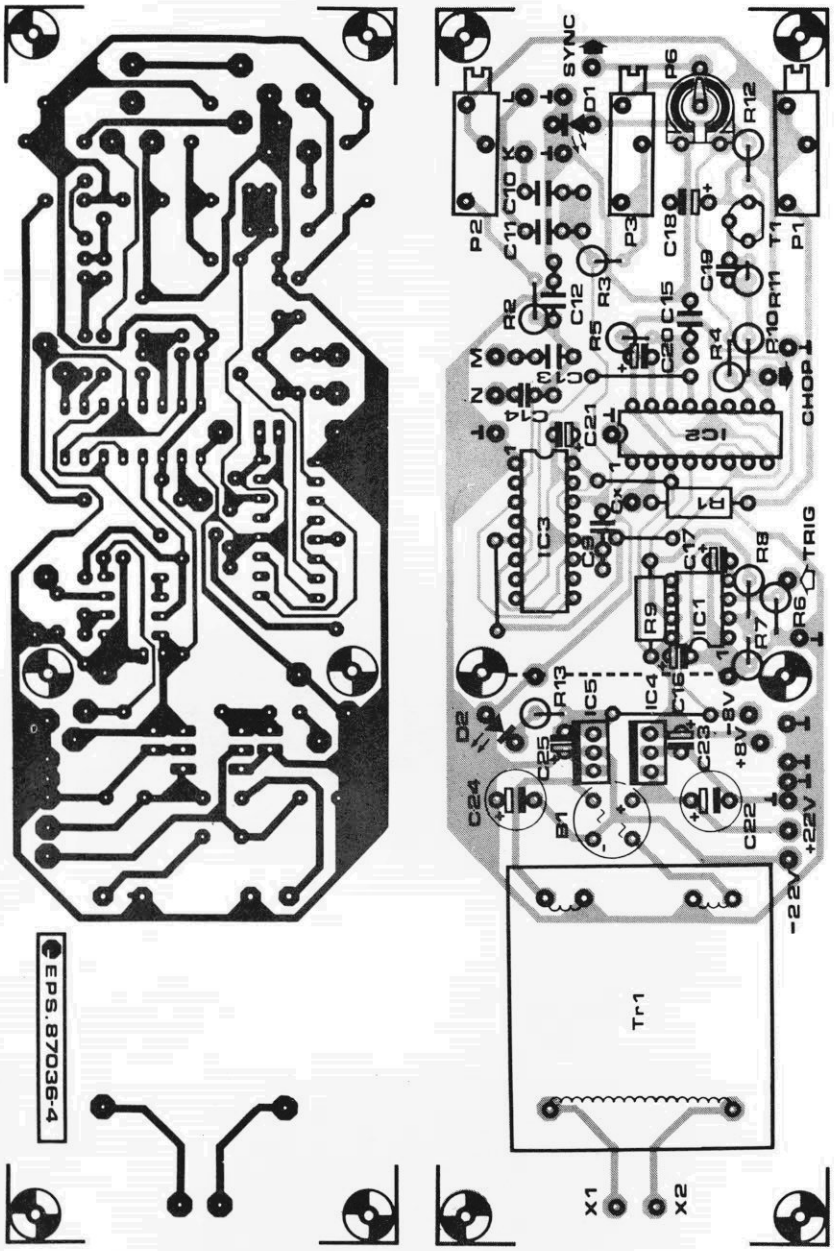


figura 11 — Placa referente ao pulsador e à fonte de alimentação; a área reservada para o transformador e a ponte retificadora poderá exigir algumas alterações.

12

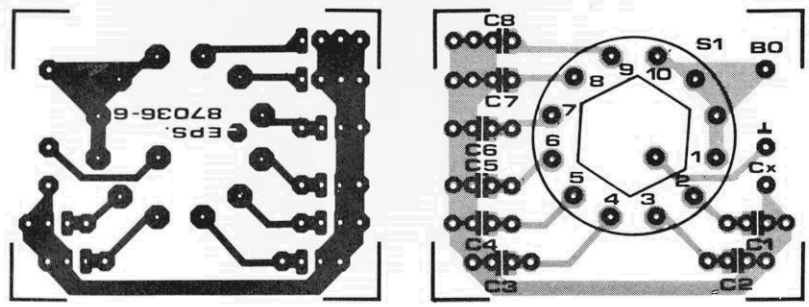


figura 12 — A chave rotativa que determina o ângulo de fase pode ser alojada nesta placa em separado, juntamente com os capacitores C1... C8.

Lista de componentes
(figuras 11 e 12)

Resistores (±5%)
R1...R4- 5,6 k
R5- 1 M
R6- 100 k
R7- 560
R8,R11- 150 k
R9- 4,7 k
R10- 15 k
R12- 150
R13- 680
R14,R15- 100
P1,P2,P3-helipots ou potenciômetros de 1 M
P6- trimpot de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 100 nF
C2- 33 nF
C3- 10 nF
C4- 3,3 nF
C5,C9- 1 nF
C6- 330 pF
C7- 100 pF
C8- 33 pF
C10,C13- 470 nF
C11,C12- 22 nF
C14,C18- 10μF/16 V, tântalo
C15- 220 nF
C16,C17,C23, C25- 2,2μF/16 V, tântalo
C19- 1μF/16 V,
C20,C21- 680 nF/16 V, tântalo
C22,C24- 470μF/35 V

Semicondutores
B1- ponte retificadora (veja texto)
D1-LED verde
D2-LED vermelho
T1- BC327
IC1-LM311
IC2,IC3- 4538
IC4- 7808
IC5- 7908

Diversos
S1- chave rotativa de 1 pólo, 10 posições (veja texto)
S2,S3-chaves paralelas c/ posição central
Tr1-2x15 V ou 2x18 V, 4,5 VA
F1-fusível lento,50 mA
Placa nº 87036-4
Placa nº 87036-6
Chave liga-desliga miniatura
Bornes de entrada e saída

13

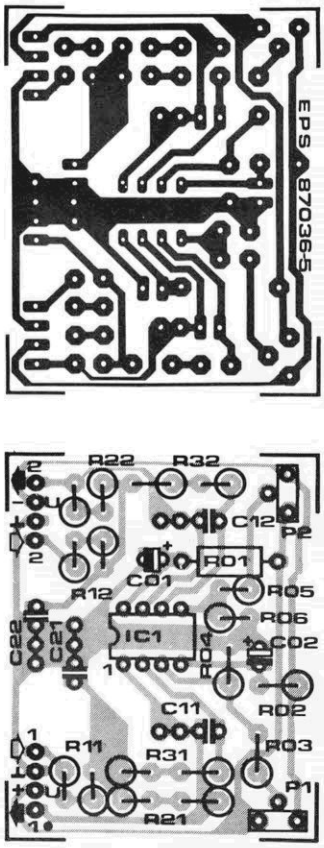


figura 13 — Placa destinada aos filtros passa-baixas de saída, para ser montada sobre a placa principal da fig. 10.

Lista de componentes
(L P5a-L P5b, figura 13)

Resistores (±1%)
R01, R02, R04, R06- 100
R03, R05- 120 k
R11, R21-19,58 k (16 k + 3,6 k)
R12- 25,01 k (13 k + 12 k)
R22- 75,04 K (75 k)
R31- 23,15 k (18 k + 5,1 k)
R32- 51,6 k (51 k + 620)
P1, P2- trimpots de 50 k, montagem vertical.
Todos os valores em ohms

Capacitores (±5%)
C01, C02-2,2μF/16 V, 20% *
C11- 47 pF
C12- 22 pF
C21, C22- 150 pF
*tântalo

Semicondutores
IC1- TL 072 ou TL 082

Diversos
Placa nº 87036-5

como a da figura 12. Não sendo possivel essa alternativa, os capacitores podem ser então ligados diretamente aos contatos correspondentes da chave, enquanto o terminal livre de cada um deles é unido aos demais, formando assim uma conexão de dois fios para a placa da figura 11.

Essa placa, como se pode ver, contém o adaptador de salvas e a fonte de alimentação. Os potenciômetros P1...P3, que não ficam montados sobre ela, devem ser fixados ao painel frontal do instrumento e ligados aos pontos relevantes da mesma com pequenas extensões de fio blindado. É conveniente testar as alimentações geradas nessa placa, antes de instalar os outros circuitos integrados; verifique a presença das tensões de ±22 V e ±8 v nos pontos indicados no esquema e, caso tudo esteja em ordem, desligue a fonte e acabe de instalar os CIs.

A ponte retificadora B1, como se pode ver, tem um encapsulamento circular, muito comum no mercado europeu. Como entre nós os modelos são diferentes, ela precisará ser substituída por outra ou então por quatro diodos discretos, prevendo-se ao mesmo tempo as alterações necessárias no traçado da placa correspondente (figura 11). Cada diodo da ponte ou do grupo discreto deve suportar pelo menos

14

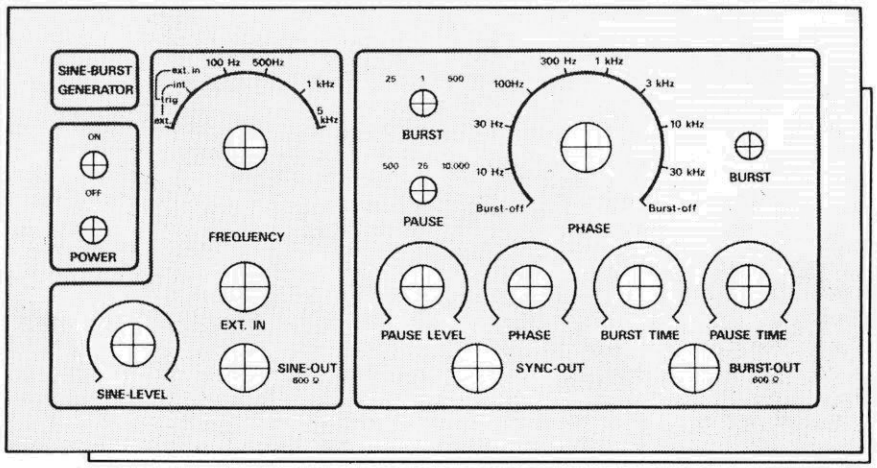


figura 14 — Sugestão e um painel frontal para o gerador (dimensões reais: 197 x 104 mm).

80 V de tensão reversa e 800 mA de corrente direta.

Feito isso, volte a ligar a fonte e confira as tensões de operação diretamente nos pinos correspondentes dos integrados. Por fim, levante uma blindagem entre a fonte e o restante da placa, instalando uma placa de cobre, latão ou metal estanhado na posição vertical, no ponto assinalado por uma linha tracejada; dois pinos de soldagem poderão manter a blindagem firme em seu lugar.

As fotos mostrando o protótipo aberto podem ajudar na instalação das várias placas no interior do gabinete. Uma boa sugestão de painel frontal pode ser vista na figura 14. A placa referente ao adaptador de salvas e à fonte de alimentação foi montada na vertical, próxima ao painel traseiro da caixa; isto permitiu alojar uma outra blindagem metálica, desta vez entre essa placa e a aquela destinada ao circuito do gerador e aos módulos de filtragem.

Para que a montagem seja feita com critério, as placas já montadas devem ser instaladas obedecendo a uma determinada sequência. Comece fixando todos os elementos do painel frontal e depois ligue provisoriamente as alimentações de 22 e 8 V à placa principal, a fim de checar a presença das tensões de ±15 v e ±8 V na mesma.

Se tudo estiver OK, a placa principal poderá ser fixada bem próxima ao painel frontal do aparelho. Oriente-se pela figura 7 nos detalhes da fiação e não deixe de usar fios blindados nos pontos indicados; lembre-se também de fazer todas as conexões de terra. Os potenciômetros P4 e P5 precisam ser também ligados por meio de fios blindados.

Em seguida, prepare os fios para as tensões de alimentação, para os sinais CHOP, BO, TRIG e para as conexões com a placa do gerador, soldando-os então aos terminais adequados da placa principal; não esqueça de prever uma extensão suficiente, para que possam alcançar os terminais correspondentes na placa de salvas/alimentação e na placa do gerador.

A placa do adaptador pode ser instalada agora no gabinete e os fios já preparados, ligados a ela. Utilize fio blindado para as conexões com os controles P1...P3 e S1...S3, montados no painel, assim como no soquete da saída de sincronismo. Ligue então os LEDs D1 e D2 e faça o mesmo com a chave liga-desliga principal (que não foi mostrada no esquema porque é instalada como um componente externo).

A placa do gerador senoidal é alimentada pela fonte de ±8 V e o soquete que fornece o sinal de afinação pode ser fixado no painel traseiro do instrumento. Essa placa, descrita na primeira parte da matéria, fica acomodada no topo da placa-barramento principal, com uma blindagem metálica entre elas (veja as fotos novamente). Os fios ainda livres que provém da placa-barramento e da fonte podem ser agora conectados aos pontos apropriados, na placa do gerador, o que encerra a confecção do instrumento. ◀

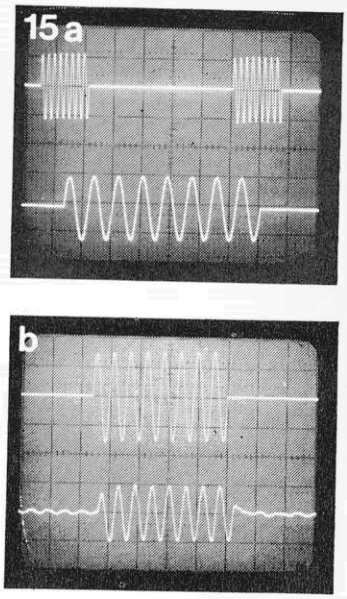


figura 15 — Exemplo de salva e sinal contínuo fornecidos pelo gerador (a) e medição da resposta típica de um alto-falante de médios (b).

O sistema EGA (*Enhanced Graphics Adapter*) da linha IBM-PC permite exibir até 16 cores ao mesmo tempo. O caso é que em uma série de aplicações, tal como na criação de imagens tridimensionais mais realistas, isto é simplesmente insuficiente. Veja como sanar o problema de forma simples e barata, dispensando CIs sofisticados

Adaptador de 256 cores para o EGA

Peter Balch
Analogue Information Systems Ltd.

A extensão para 256 cores aqui descrita está sendo oferecida como uma idéia de projeto para usuários avançados do IBM PC-XT (ou de máquinas compatíveis) equipado com a placa EGA. O circuito pode ser acoplado diretamente ao soquete dessa placa e produz sinais RGB analógicos, além dos Hsync e Vsync com níveis TTL . Como a maioria dos monitores existentes no mercado aceitam tanto os sinais TTL do EGA como os sinais RGB da placa de 256 cores, eles poderão ser utilizados com ambas as modalidades. A inclusão dessa expansão, por fim, não irá afetar a execução de programas já existentes, pois ela poderá ser desativada por simples *default*.

As modalidades do EGA

A descrição completa de todas as modalidades de exibição oferecidas pelo EGA foge aos objetivos deste artigo. Vamos nos restringir a citar a modalidade 14, que produz uma matriz de 640 por 200 elementos de imagem, cada um dos quais pode assumir uma entre 16 cores; e a modalidade 16, que gera matrizes de 640 por 350 elementos de imagem, em 16 cores. A extensão sugerida combina pares de elementos de imagem, formando matrizes de 320 x 200 ou 320 x 350, nas quais cada elemento pode assumir uma entre 256 cores diferentes. Obtém-se, dessa forma, um desempenho semelhante ao do cartão VGA (*Video Graphics Adapter*), utilizado na nova família PS/2 da IBM; de fato, na modalidade de 256 cores, o VGA exibe uma matriz de apenas 320 x 200 elementos de imagem.

Nas modalidades 14 e 16, a placa EGA fornece cada elemento de imagem sob a forma de quatro sinais TTL denominados R, G, B e I. O circuito proposto por nós combina pares desses elementos, para fornecer outros de 8 bits; esses oito sinais TTL são então convertidos para a forma analógica por três conversores D/A.

O soquete do EGA

Toda placa EGA original dispõe de um soquete de 32 pinos, chamado de *feature connector* pela IBM, que permite o acesso a diversos sinais internos. O circuito de expansão utiliza 11 desses sinais, identificados na pinagem da figura 1:

— **GND** e **+5 V**, que fornecem alimentação à extensão de 256 cores.

—**R, G, B** e **I**, que são os sinais que "colorem" os elementos de imagem na tela; R, G e B correspondem aos sinais das cores primárias (vermelho, verde e azul, respectivamente), ao passo que I é usado como sinal de intensidade ou para o verde secundário.

—**14 MHz** é um sinal de *clock*, que atua ao ritmo de um ciclo por elemento de imagem; o sinais de cor enviados a esses elementos mudam na borda descendente da cada ciclo de *clock*.

—**ATRS/$\overline{L}$**, abreviatura de *attribute shift load signal*, designa um pulso breve, ativo em O, que indica o carregamento de cada byte nos deslocadores de elementos de imagem do EGA.

—**HIN** e **VIN** são os sinais de sincronismo horizontal e vertical, ativos em nível alto.

—**$\overline{\text{Internal}}$** ou **interno**, que tem a função de habilitar ou desativar a extensão de 256 cores; esse sinal assume um nível alto sempre que o EGA desativa seus excitadores internos de vídeo.

Descrição do circuito

O esquema da extensão para 256 cores pode ser visto na figura 2. Os bits RGBI dos elementos ímpares de imagem são direcionados para IC1; com a chegada dos elementos pares, estes são levados a IC2, juntamente com os bits dos elementos ímpares, a essa altura já armazenados em IC1. Isto significa que 8 bits de informação sobre elementos de imagem vão surgir nas saídas de IC2 a cada dois ciclos do *clock* de 14 MHz. O acionamento de IC1 e IC2 ocorre sempre nas bordas ascendente e descendente de um sinal de 7 MHz, obtido dividindo-se

1

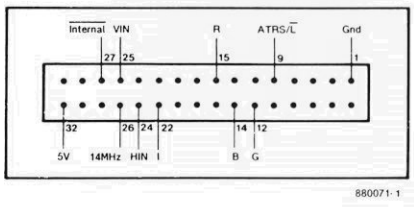


figura 1 — Soquete de 32 pinos existente no EGA, chamado de *feature connector* pela IBM.

adaptador...

14 MHz por 2, através de IC4.

É importante que IC1 armazene os elementos ímpares e IC2 os pares e não ao contrário, por motivos de projeto. O divisor IC4 é "zerado" pelo nível baixo de ATRS/$\overline{L}$, a cada 8 elementos de imagem, a fim de manter uma correta relação de fase.

Temporização — É um fator crítico dos sinais de *clock* aplicados a IC1 e IC2, já que eles devem chegar somente depois de os sinais RGBI terem estabilizado. O retardo e a inversão do sinal de 14 MHz por uma porta 7404 garantem então temporização e polaridade corretas. Da mesma forma, o sinal CLEAR para IC4 é obtido atrasando-se o sinal ATRS/$\overline{L}$ em duas portas 7404 (recomenda-se não usar a modalidade 74LS04 nesta aplicação, já que seu tempo de propagação é breve demais).

A forma como as temporizações corretas foram obtidas pode ser um tanto discutível, mas foi o único modo razoável encontrado, dados os sinais disponíveis do soquete do EGA. O diagrama de tempos do circuito é dado na figura 3.

Conversores D/A — Um elemento de imagem de 8 bits surge nas saídas de IC2 a cada 143 ns — sinais digitais que devem ser convertidos em níveis RGB analógicos, para excitar adequadamente o monitor em cores. A maneira mais sofisticada de se obter tais sinais analógicos envolveria o uso de um CI que combinasse as funções de uma "paleta" de cores e de um múltiplo conversor D/A. Mas um integrado desse tipo iria requerer uma interface com o barramento do PC, circuitos decodificadores de endereços e assim por diante.

Na prática, a obtenção de imagens realistas é facilitada pela inclusão de uma paleta eletrônica fixa, no lugar da variável, porque costuma ser difícil decidir quais as cores que devem ser utilizadas. Esse fato fez o autor decidir pela eliminação da paleta e pela utilização de três conversores D/A apenas.

Dos oito bits destinados a cada elemento de imagem, três determinam a intensidade do vermelho, outros três a intensidade

2

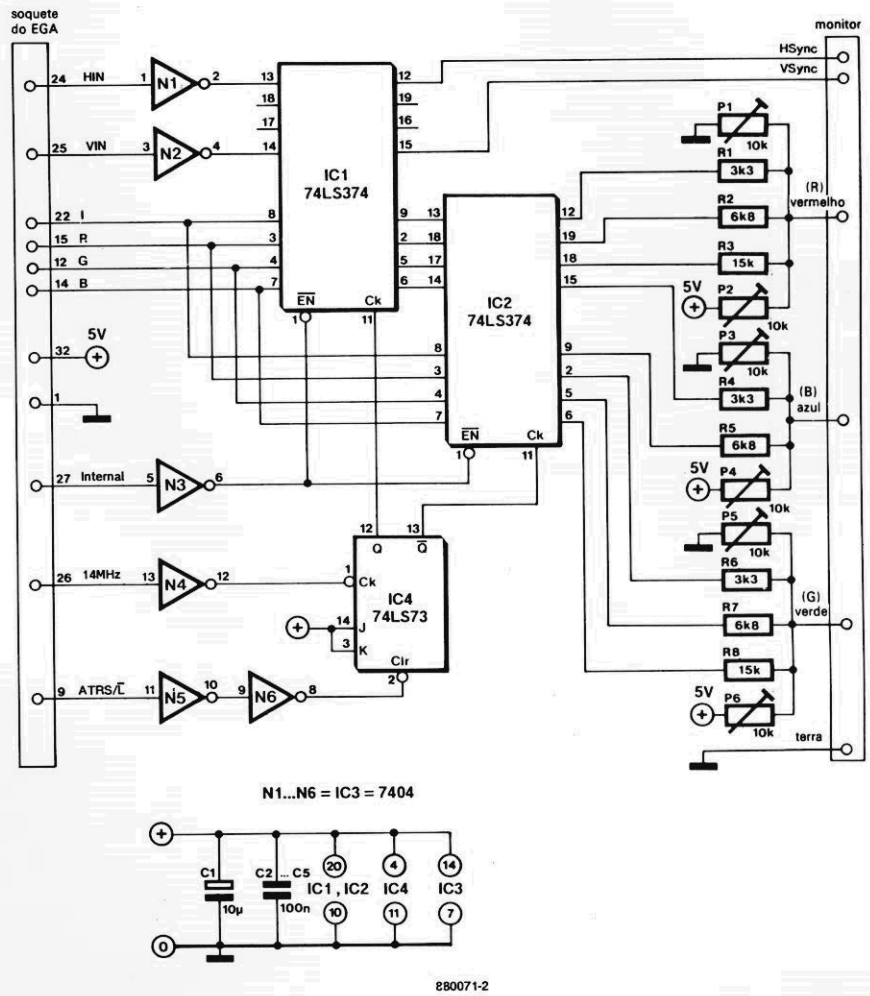


figura 2 — Esquema da expansão de baixo custo aqui sugerida, que permite selecionar até 256 cores através do EGA.

3

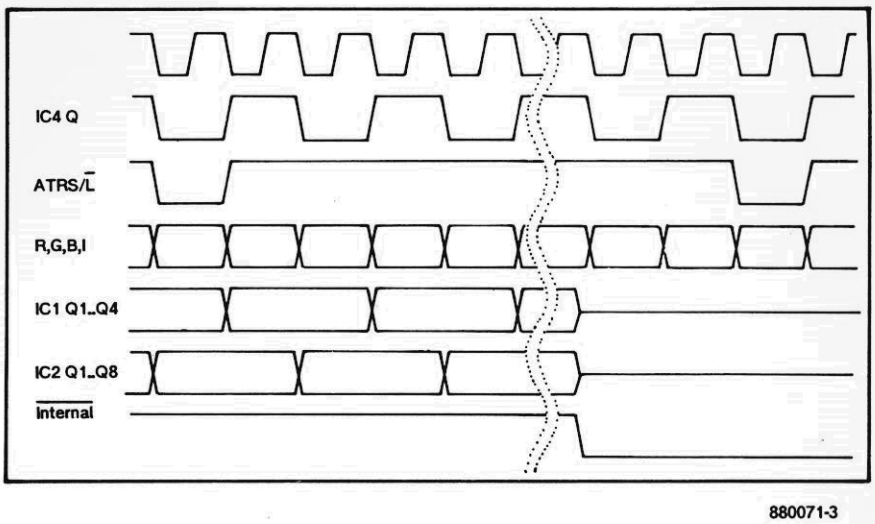


figura 3 — Carta de tempos referente aos principais sinais da expansão.

do verde e os dois últimos a do azul (lembre-se que o olho humano é menos sensível à cor azul). Com tão poucos bits para cada sinal analógico, foi simples elaborar um conversor D/A constituído somente por resistores. Na figura 2, os resistores R1...R8 e os trimpots P1...P6 compõem os três conversores necessários, tendo sido dimensionados para um monitor específico do mercado europeu (a título de informação, um Taxan RGB tipo KS12R, com Vin = 1,5 Vpp sobre 600 ohms). Outros monitores poderão exigir valores diferentes, razão pela qual o autor recomenda que esses componentes sejam instalados sobre um soquete para CIs de 16 pinos, a fim de facilitar a procura pelos valores corretos.

Os trimpots P1, P3 e P5 controlam o ganho global dos conversores, enquanto P2, P4 e P6 definem o brilho de cada cor, com os elementos de imagem fixados em zero.

Sinais de sincronismo — Todo monitor em cores exige, normalmente, sinais de sincronismo horizontal e vertical. O primeiro informa ao monitor quando encerrar a varredura horizontal de cada linha e quando iniciar a seguinte, e o segundo indica o final da varredura vertical da tela e o início da seguinte. Certos monitores, além disso, pedem que os dois sinais sejam combinados, de forma a fornecer o **sincronismo composto.**

O sinal de sincronismo horizontal produzido pelo EGA é um pulso TTL ativo em nível alto. A polaridade do sinal vertical, porém, não é fixa e depende do monitor e da modalidade de vídeo adotada. Na modalidade 640 x 200, especificamente, o sincronismo vertical também é um pulso TTL ativo em nível alto, enquanto que na de 640 x 350 ele torna-se ativo em nível baixo.

O monitor adotado pelo autor trabalha em três modalidades distintas. Na primeira delas (IBM PC), ele exibe 16 cores empregando sinais de sincronismo H e V ativos em nível alto, enquanto que na segunda (Apple II) apresenta sinais analógicos e utiliza os dois sincronismos sob a forma de pulsos TTL ativos em nível baixo. Existem conectores separados para essas duas modalidades de operação — significando, portanto, que os dois conjuntos de sinais sincronizadores não podem ser aplicados simultaneamente.

Os sinais HIN e VIN vindos do EGA são primeiramente invertidos por N1-N2 e "reforçados" por IC1. Sempre que este CI é inibido, as saídas HSync e VSync são comutadas para alta impedância e deixam de excitar o monitor. Quando IC1 é habilitado, o sistema EGA estabelece seus próprios sinais de retraço horizontal e vertical na condição de alta impedânica.

Antes de realizar qualquer conexão com o monitor, confira as especificações do mesmo em relação à polaridade dos sinais de sincronismo. Caso ele exija sinais ascendentes nas duas modalidades, os inversores das linhas HIN e VIN devem ser eliminados; ou então, estabeleça as polaridades do sincronismo através de *software* — o que tem relação com o *Miscellaneous*

TABELA 1

```
procedure graph_mode;
   var Regs: record
      case boolean of
         true:  (ax,bx,cx,dx,bp,si,di,ds,es,flags: integer);
         false: (al,ah,bl,bh,cl,ch,dl,dh: byte);
      end;
begin
   with regs do
   begin
      ax:=14;
      intr($10,regs);
   end;
   port[$3C2]:=$23+$10;
end;
```

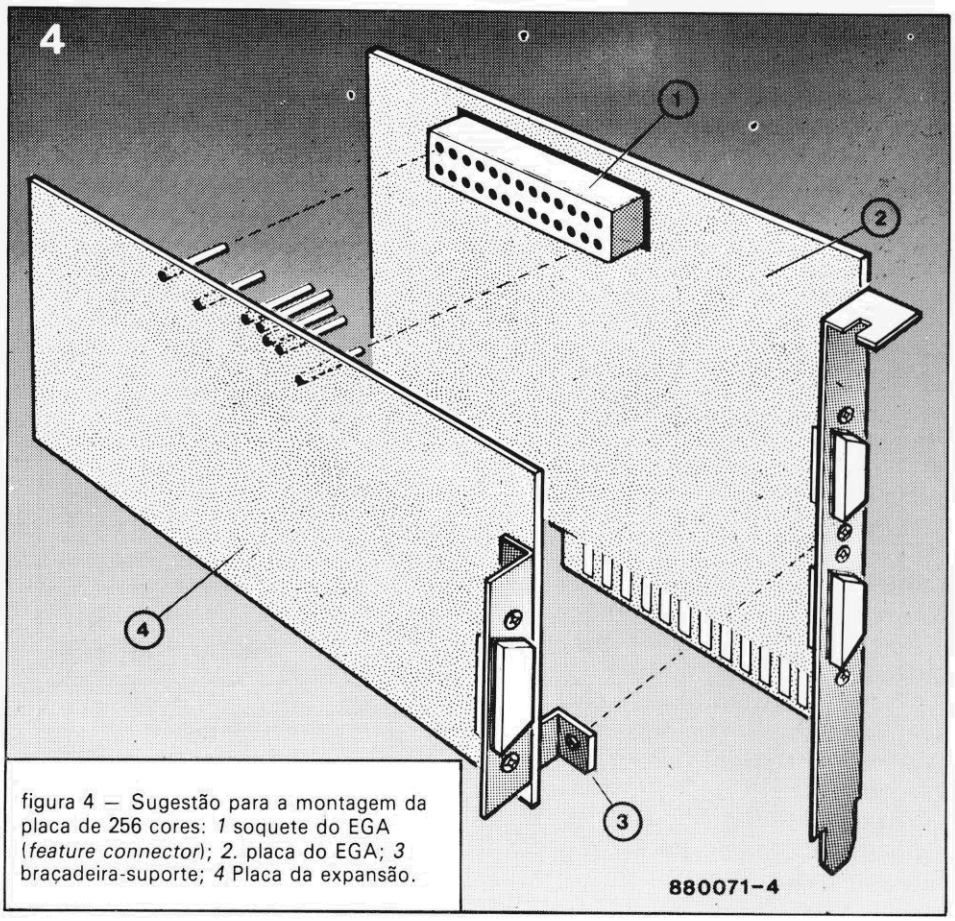


figura 4 — Sugestão para a montagem da placa de 256 cores: *1* soquete do EGA (*feature connector*); *2*. placa do EGA; *3* braçadeira-suporte; *4* Placa da expansão.

TABELA 2

```
procedure draw_point(x,y,r,g,b: integer);
   var pixel_A,pixel_B: integer;
   Regs: record
      case boolean of
         true:  (ax,bx,cx,dx,bp,si,di,ds,es,flags: integer);
         false: (al,ah,bl,bh,cl,ch,dl,dh: byte);
      end;
begin
   pixel_A:=(g and 7)+(b and 3)*8+(r and 7)*32;
   pixel_B:=pixel_A and 15;
   pixel_A:=pixel_A div 16;

   with regs do
   begin
      ah:=$0C;
      al:=pixel_B;
      bh:=0;
      cx:=x+x+1;
      dx:=y;
      intr($10,regs);
   end;

   with regs do
   begin
      ah:=$0C;
      al:=pixel_A;
      bh:=0;
      cx:=x+x;
      dx:=y;
      intr($10,regs);
   end;
end;
```

Output Register (MOR) do sistema EGA.

Habilitando a placa — A extensão de 256 cores pode ser comutada por *software*; de fato, o bit 4 do MOR controla os excitadores de vídeo e sincronismo do EGA. Um nível lógico alto inibe esses excitadores de saída e faz com que o sinal INTERNAL do soquete vá para 1. Em nossa expansão, esse nível alto é invertido por N3 e usado na habilitação das saídas de sincronismo e dados de IC1 e IC2. Por *default*, o sinal INTERNAL assume um nível baixo, mantendo a expansão inativa quando o computador é ligado; o EGA, portanto, trabalha na modalidade original até ordem em contrário.

Montagem e ajuste

A confecção de uma placa para a expansão não deve apresentar grandes dificuldades para qualquer montador que já tenha "mexido" com *hardware*. O traçado físico dessa placa não é crítico — basta dizer que o protótipo foi montado sobre um pedaço de *Veroboard* (placa padronizada com várias trilhas paralelas) e acoplado diretamente ao soquete do EGA, como sugere a figura 4. A placa é então sustentada por um conector indireto, que fica unido àquele soquete, e também por uma braçadeira parafusada ao conector de vídeo tipo D do EGA.

As saídas fornecidas pelas placas de 256 cores devem ser levadas a um conector separado; aconselha-se a utilização de um tipo D de 15 pinos, de modo que não possa ser confundido com qualquer outro conector existente no painel traseiro do micro.

Os trimpots pares devem ser ajustados de forma que cada cor desapareça assim que os elementos de imagem assumam um valor nulo. Ajusta-se então os trimpots ímpares para que a tela tenha um brilho adequado quando todos os elementos de imagem correspondem a 255 (FF_H).

O software

A descrição completa do *hardware* e do *software* envolvidos no sistema EGA pode ser encontrado em um manual fornecido pela IBM, identificado como *Update Number 1 for the IBM Technical Reference Options and Adapters*, sob o número 6138280. No caso de máquinas compatíveis com o PC-XT, essas informações talvez possam ser obtidas junto aos respectivos fabricantes (desde, é claro, que eles forneçam placas compatíveis com o EGA).

Para utilizar a expansão, use as chamadas do BIOS para controlar o EGA e refira-se então ao MOR. Como já vimos, a escolha do bit 4 nesse registrador tem o efeito de inibir os excitadores de vídeo e sincronismo e de habilitar os elementos correspondentes na expansão. Na Tabela 1 podemos ver um pequeno programa em Turbo Pascal que "comuta" o EGA para a modalidade 640 x 200 de 16 cores e habilita a expansão.

Veja que ele utiliza a interrupção $10, função $00 do BIOS, para que o monitor assuma a modalidade 14 de vídeo; em seguida, designa $33 para o *Miscellaneous Output Register*. Em condições normais, o BIOS estabelece $23 para esse registrador, na modalidade 14, mas em nosso caso o bit 4 também precisa ser ativado, para que a expansão de 256 cores seja habilitada. Se for escolhida a modalidade 16, o BIOS normalmente irá designar $A7 para o MOR.

A Tabela 2 mostra outro pequeno programa em Turbo Pascal, este com a finalidade de representar um único elemento de imagem em uma das 256 cores possíveis. Ele usa as variáveis inteiras "r", "g" e "b" para calcular o valor dos dois bytes do elemento de imagem a ser desenhado, para depois chamar a interrupção $10, função $0C do BIOS, a fim de atribuir as metades inferior e superior da cor escolhida aos elementos de imagem pares e ímpares do EGA. A utilização do BIOS para estabelecer a modalidade gráfica sempre inibe a placa de expansão, facilitando assim o retorno ao padrão de 16 cores.

E bom saber que o BIOS é extremamente lento na representação de elementos de imagem. Assim, caso algum usuário queira escrever programas que tenham acesso direto ao *hardware* do EGA, poderá fazê-lo — desde que disponha do manual IBM já mencionado ou seu equivalente.

Observações:

— As siglas EGA, VGA, PC-XT e PS/2 são marcas registradas da IBM Corporation.
— *Turbo Pascal* é marca registrada da Borland International Inc.
— *Taxan* é marca registrada da Kaga Electronics Co. Ltd.
— *Veroboard* é marca registrada da BICC-VERO Electronics Ltd.

SMT: a eletrônica em versão compacta

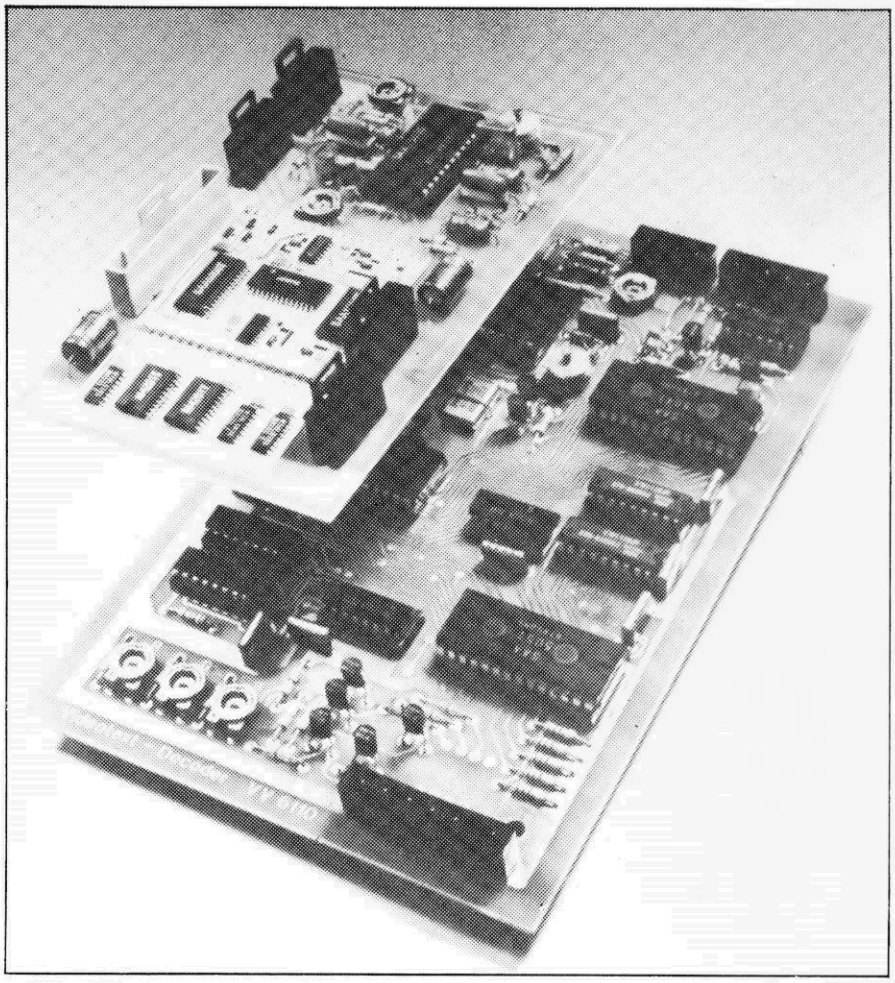
1ª parte
introdução/componentes

A tecnologia de montagem em superfície surgiu em decorrência da demanda por circuitos cada vez mais densos, paralelamente aos níveis crescentes de integração. Nesta série iremos abordar os vários aspectos dessa tecnologia, desde seus princípios básicos até as máquinas e processos envolvidos, passando pelos componentes e placas impressas.

A SMT *(Surface Mount Technology)* resume-se, em princípio, a uma reformulação do encapsulamento de componentes eletrônicos, atendendo a exigências de espaço, custo, confiabilidade e automação. Em outras palavras, não envolve novas técnicas de miniaturização do componente em si, mas de seu invólucro. Embora pareça algo sem maiores conseqüências, ela propiciou mudanças drásticas na aparência dos componentes, no projeto de circuitos impressos e principalmente nos processos de montagem e soldagem sobre as placas.

O princípio por trás destas inovações, porém, consiste apenas na redução das cápsulas que contêm os *chips* ou pastilhas, as quais recebem também terminais mais curtos ou simples contatos para solda. Além disso, os furos são sumariamente abolidos, já que os componentes SMD *(Surface Mounted Devices)* ficam apoiados sobre as ilhas de soldagem, no circuito impresso. Com isso, pode-se concentrar muito mais componentes no mesmo espaço, elimina-se etapas de produção (as furações de placas, por exemplo) e facilita-se bastante a automação de montagem. Em contrapartida, como veremos oportunamente, a SMT exige maior precisão dos projetistas e das máquinas de montagem.

Embora a SMT tenha sido motivada basicamente pelos circuitos lógicos (em especial os de computadores, com sua elevada densidade de componentes), pode-se encontrar quase todo tipo de componente na versão SMD — não apenas integrados lineares e digitais, como também transistores, diodos, resistores, capacitores e até bobinas. A exemplo do encapsulamento tradicional, eles



Placa decodificadora de videotexto nas versões SMD e convencional (cortesia Philips).

TABELA 1 — Encapsulamento SMT segundo o tipo de componente

SEMICONDUTORES DISCRETOS

componente	encapsulamento
Diodos de sintonia	Miniplast
Diodos de chaveamento Diodos PIN	SOD 80
Diodos Schottky Diodos de comutação Diodos de sintonia Diodos PIN Transistores de RF Transistores de pequenos sinais Transistores de comutação Transistores de AF Transistores darlington Transistores de alta tensão LEDs Sensores de temperatura	SOT 23
Diodos de comutação Transistores de pequeno sinal Transistores de AF Transistores darlington Transistores de alta tensão	SOT 89
Diodos de comutação Pontes retificadoras Tetrodos MOSFET Sensores de posição	SOT 143
Diodos Schottky Diodos PIN Transistores de RF CIs para microondas em GaAs	CEREC

CIRCUITOS INTEGRADOS

componente	encapsulamento
Microcontroladores Microprocessadores Periféricos	PLCC20 PLCC28 PLCC44 PLCC68
Detectores de proximidade	Mikropack filme 8 mm
Controladores de LCDs em CMOS microcontroladores	Mikropack filme 16 mm
Amplificadores operacionais	SO 6
Operacionais duplos Operacionais com saída complementar Detectores de proximidade Amplificadores de AF Optoacopladores	SO 80
Operacionais quádruplos Detectores de proximidade Redes de transistores Misturadores simétricos	SO 14
Receptores de FM Moduladores Temporizadores digitais	SO 20L

COMPONENTES PASSIVOS

componente	encapsulamento
Resistores	MELF/Mini-MELF (cilíndricos) "chips" 0805, 1206
Capacitores multicamada	"chips" 0805, 1206, 1210, 2220 e 1812
Capacitores plásticos	"chips"
Termistores NTC Termistores PTC Sensores de temperatura Supressores de interferências	"chips" 1206 "chips" 0805, 1210 1812, 2220
Varistores	"chips" 1210, 2220
Indutores	SIMID 01, 02, 03
Indutores de ferrite	MIFI
Pot-cores	cápsula especial (veja a fig. 1)

fonte: Siemens-Icotron

são encontrados nos mais variados formatos e dimensões, de acordo com a função e o tipo de aplicação.

Nesta seqüência de artigos, pretendemos falar sobre tudo isso, começando com uma introdução à tecnologia e suas conseqüências. Em seguida, vamos abordar com mais profundidade os próprios componentes, seus encapsulamentos e padronização, além de algumas técnicas para o projeto de circuitos impressos. Por fim, a última etapa vai tratar das máquinas e dos métodos de soldagem utilizados na tecnologia de montagem em superfície. Esperamos, assim, apresentar o tema de modo a interessar tanto os projetistas da área como leitores apenas em busca de informação (veja também "Os componentes SMD", artigo publicado na Elektor nº 7, em fevereiro de 87).

Aspectos gerais

Observe a figura 1. No sistema tradicional de montagem de circuitos sobre uma placa impressa, os componentes possuem terminais longos, que devem ser inseridos em furos abertos na placa. Os terminais são então ligados eletricamente à outra face, por meio de técnicas industriais de soldagem. Note que, no caso de terminais do tipo axial, eles devem ser antes dobrados na posição adequada à inserção; além disso, após a soldagem é preciso cortar a parte excedente, que sobressai no lado cobreado da placa.

Nos chamados circuitos híbridos, pastilhas "nuas" de CIs lineares e digitais costumam ser instalados diretamente sobre um substrato de cerâmica ou vidro, em acréscimo aos elementos já integrados nesse substrato. O conjunto é depois encapsulado, formando um bloco único com terminais, assumindo o aspecto de um integrado de maiores dimensões.

Combinando as melhores características dessas duas técnicas, obteve-se a tecnologia de montagem em superfície. As placas e trilhas de cobre foram mantidas, mas os componentes exibem terminais curtos que são soldados diretamente nas ilhas de contato. O tamanho reduzido das cápsulas e o menor espaçamento entre terminais (veja uma comparação na figura 2) exigiu novas regras de projeto para as placas. Mas os componentes podem ocupar as duas faces da placa, economizando ainda mais espaço de circuito impresso; eles são fixados através de solda em pasta ou cola não condutiva e depois são soldados, também por métodos industriais.

É interessante observar que, após ter evoluído a partir da tecnologia dos circuitos híbridos, a SMT trouxe benefícios a ela também. De fato, até pouco tempo atrás os projetistas adotavam elementos não encapsulados em seus circuitos, embora fossem de difícil identificação, armazenagem e montagem, além de sujeitos a contaminação. Com a mudança das pastilhas para componentes SMD encapsulados, todos esses problemas desapareceram, sem grande sacrifício de espaço e com maior confiabilidade.

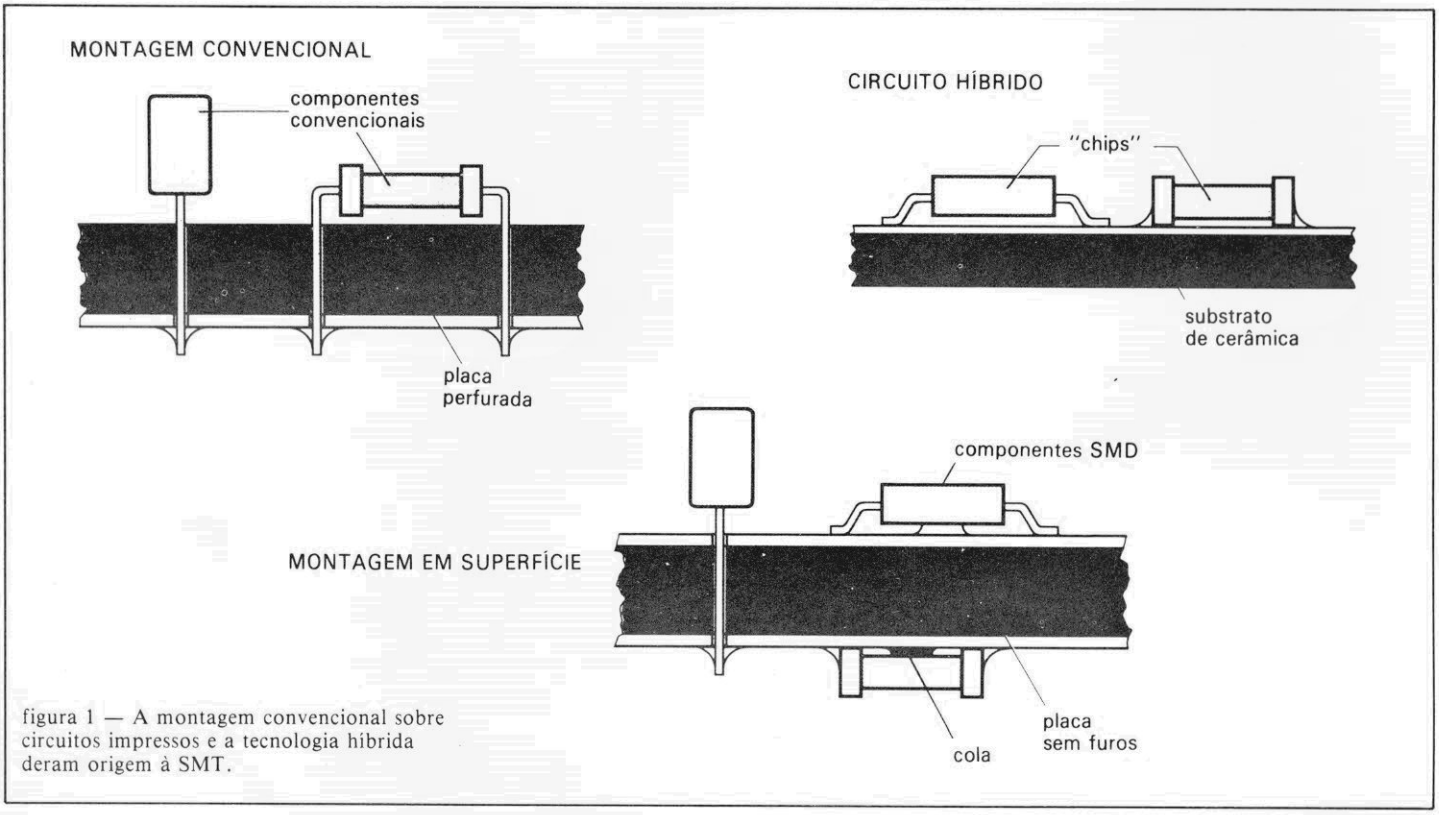


figura 1 — A montagem convencional sobre circuitos impressos e a tecnologia híbrida deram origem à SMT.

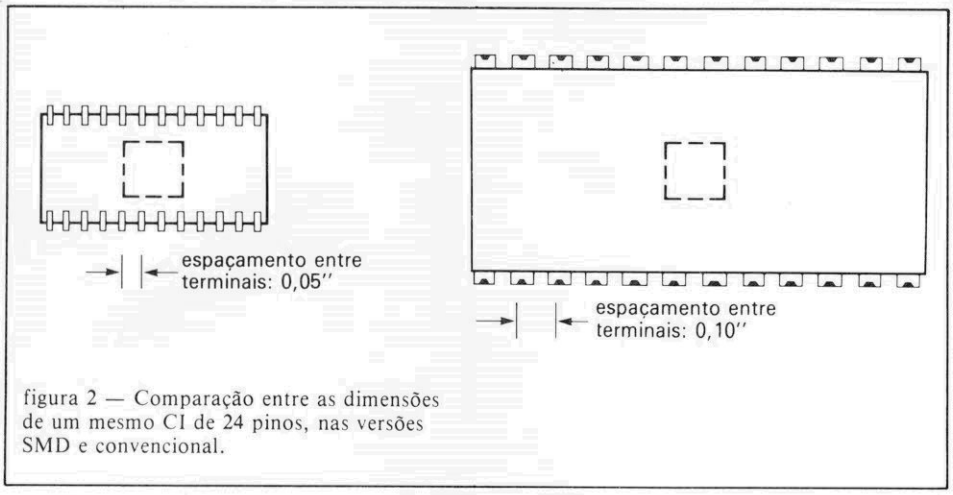


figura 2 — Comparação entre as dimensões de um mesmo CI de 24 pinos, nas versões SMD e convencional.

Apesar das vantagens evidentes da tecnologia de montagem em superfície, prevê-se para o futuro imediato a predominância de um sistema misto de montagem — ou seja, combinando elementos SMD com os convencionais, em placas também de tipo misto. Isto porque nem todos os componentes eletrônicos são encontrados na nova versão e alguns deles não suportam as temperaturas geradas nos métodos disponíveis de soldagem.

Além disso, foi obviamente descartada de início a montagem manual ou semi-automatizada desses componentes, devido às suas dimensões e à precisão exigida na soldagem. O processo manual só é considerado viável no caso de manutenção e mesmo assim com o auxílio de ferramentas adequadas, desenvolvidas especialmente para esse fim. Por esse motivo, máquinas específicas foram projetadas e estão sendo oferecidas por vários fabricantes, permitindo a automação total do processo de montagem SMT.

Na figura 3 temos alguns encapsulamentos SMD típicos, vistos por cima e de perfil. Como se pode observar, os tamanhos e formatos variam bastante, sendo que a maior parte já foi padronizada internacionalmente, enquanto outros ainda aguardam um acordo entre os fabricantes. As cápsulas, como veremos adiante, são elementos cilíndricos, cúbicos, SO, SOT e PLCC, entre vários outros. Os resistores, capacitores cerâmicos e semicondutores discretos ainda representam cerca de 80% do espectro total dos SMDs. Os formatos cúbicos prevalecem sobre os cilíndricos, já que estes só podem dispor de dois terminais — ficando restritos assim a resistores, capacitores e diodos.

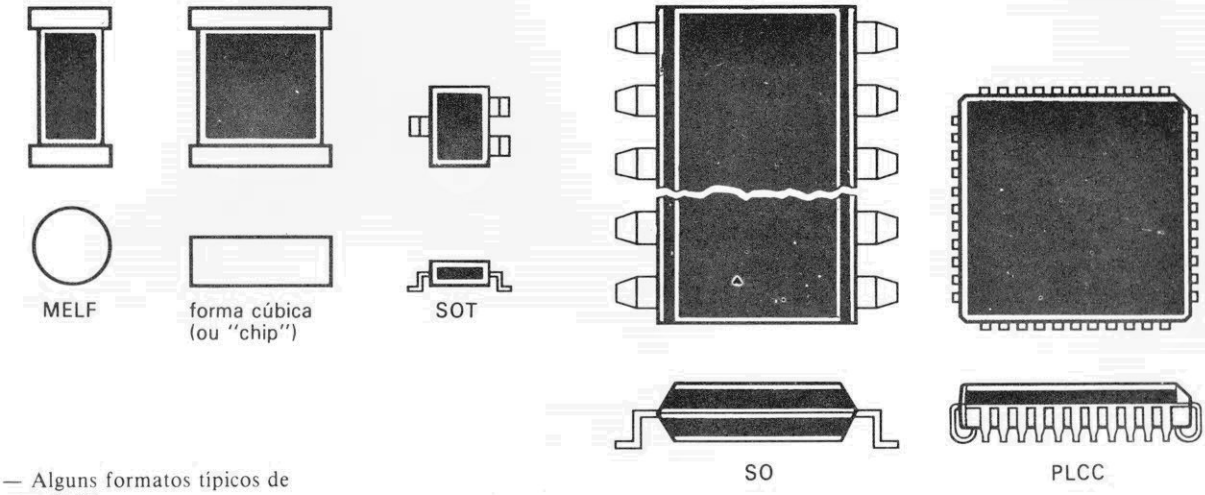


figura 3 — Alguns formatos típicos de componentes SMD.

Vantagens e problemas da SMT

Os principais benefícios trazidos pela tecnologia de montagem em superfície devem estar bem claros, a esta altura; ela abrange, no entanto, uma rede mais complexa de vantagens e exigências, que podem ser divididas em três áreas distintas: racionalização, miniaturização e confiabilidade. Para uma implementação eficiente dessa tecnologia, os usuários devem obedecer a um conceito global que envolve os componentes em si, as máquinas de montagem, o projeto das placas, além do processamento e teste das mesmas. Assim, o preço dos componentes, por exemplo, não deve ser considerado isoladamente, mas em conjunto com os processos de instalação, soldagem e teste. Para apresentar todos esses aspectos de forma mais racional, vamos analisá-los sob o ponto de vista de componentes, circuitos impressos, montagem automatizadas e confiabilidade.

COMPONENTES

— Como já sabemos, os SMDs são bem menores que os componentes tradicionais, possibilitando reduzir área de montagem, elevar a densidade de instalação e diminuir as dimensões do equipamento final.

— A ausência de terminais os torna mais resistentes a choques mecânicos e vibrações; além disso, o corte e a dobragem de terminais são eliminados.

— Há uma grande redução da indutância e capacitância parasitas introduzidas pelos terminais, tornando os SMDs especialmente adequados a aplicações de RF.

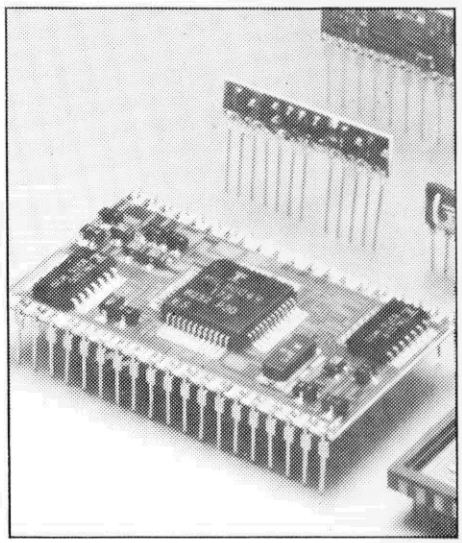
— Certos encapsulamentos permitem incluir um número maior de pinos; tolerâncias mais rígidas de capacitância podem ser obtidas em capacitores de baixo valor.

— A crescente demanda pelos SMDs tem resultado em menores custos de produção, o que permite prever reduções ainda maiores no preço desses componentes; a versão SMD dos capacitores cerâmicos multicamadas, por exemplo, já é mais barata que a convencional (ao menos nos países de origem dessa tecnologia).

CIRCUITOS IMPRESSOS

— A tecnologia de montagem em superfície reduz substancialmente o tamanho das placas; utilizando-se SMDs nas duas faces, as dimensões podem ser "encolhidas" em até 50%. Por outro, caso o usuário opte por manter o tamanho original da placa, vai obter menor densidade por cm^2 e, portanto, maior confiabilidade.

— Em muitos casos, pode-se reduzir o número de placas por equipamento. E graças à estrutura compacta dos SMDs, que dispensa terminais, suas características



Os próprios circuitos híbridos se beneficiaram com a tecnologia de montagem em superfície, como se vê neste CI da Fujitsu.

Tabela 2a — Dimensões dos principais SMDs passivos

encapsulamentos	dimensões (mm)
"chips" tipo:	
0805	2,0x1,25
1206	3,2X1,6
1210	3,2x2,5
1812	4,5x3,2
2220	5,7X5,0
cilíndricos tipo:	
MELF	5,9x2,2Φ
Mini-MELF	3,6x1,4Φ
Mikro-MELF	2,0x1,27Φ

Tabela 2b — Dimensões dos principais SMDs ativos

COMPONENTES DISCRETOS

encapsulamento	dimensões (mm)
SOD 80	3,5x1,6Φ
SOT 23	3,0x1,3
SOT 143	3,0x1,3
SOT 89	4,5x1,5

CIRCUITOS INTEGRADOS

encapsulamento	dimensões (mm)
SO 6	3,9x6,2
SO 8	5,2x5,2
SO 14	8,8x6,2
SO 14L	9,0x10,2
SO 16	9,8x6,0
SO 16L	10,2x10,3
SO 20L	12,8X10,7
SO 24L	15,3x10,2
PLCC20	9,7x9,7
PLCC44	17,7x17,7
PLCC68	25,0x25,0
PLCC84	30,2x30,2
LCCC20	8,9x8,9
LCCC44	16,3x16,3
LCCC52	19,0x19,0
LCCC68	24,2x24,2
LCCC84	29,2x29,2
LCCC100	36,5x36,5

Observações:

1. *As dimensões são médias, considerando os pinos*
2. *O espaçamento entre pinos, nos CIs, é de 1,27 mm*

elétricas podem ser facilmente reproduzidas, cortando assim custos no ajuste de circuitos de RF.

— A SMT não requer materiais especiais de circuito impresso; aqueles normalmente usados, tal como fenolite e fibra de vidro, podem ser usados sem problemas (o que não impede, é claro, a adoção de materiais especiais). A elasticidade da placa e da solda minimiza os problemas criados pelo coeficiente térmico dos elementos SMD cerâmicos, que costuma ser diferente do das placas.

— Por dispensar os furos, a nova tecnologia propicia uma diminuição ainda maior dos custos; de fato, o preço da furação chega a ser 10% do total da placa (isto sem falar na necessidade de metalizar os furos, em muitos casos).

— A combinação com os componentes tradicionais é perfeitamente viável, como já sabemos.

MONTAGEM

— O custo médio por componente pode cair consideravelmente na montagem em superfície, já que o menor número de máquinas significa menor investimento de capital, menos manutenção e mais espaço na área de produção (atualmente são necessárias três diferentes máquinas de montagem para os componentes tradicionais: uma para os axiais, outra para os radiais e uma terceira para os CIs).

— O maquinário automático empregado na SMT atinge taxas elevadas de colocação de componentes; os modelos mais rápidos podem instalar centenas de milhares de componentes por hora. Ele é também bastante confiável: taxas de defeito de 20 ppm (partes por milhão) são obtidas por máquinas com recursos especiais, capazes de reconhecer componentes e localizar defeitos.

CONFIABILIDADE

— Por ser uma tecnologia relativamente recente, a SMT ainda não possui um histórico que comprove definitivamente suas características em termos de confiabilidade. Pode-se afirmar, no entanto, que a taxa de defeitos dos SMDs não excede a dos componentes tradicionais; além disso, como já vimos, a ausência de terminais e o menor tamanho os tornam menos suscetíveis a esforços mecânicos.

— Na maior parte dos casos, os métodos de soldagem podem ser os mesmos empregados nas montagens convencionais. As vantagens e desvantagens de tais métodos podem ser igualmente aplicadas à montagem em superfície. Deve-se ter em mente, porém, que os critérios para se julgar juntas soldadas são diferentes, de acordo com o método utilizado (mais detalhes sobre este aspecto serão dados na terceira parte da série).

— O controle de qualidade válido para circuitos híbridos pode ser aplicado diretamente aos SMDs, sem restrições.

Claro que nem tudo é róseo na aplicação da SMT. Ela também exibe seus problemas, embora nem todos sejam decorrentes da tecnologia em si, mas da miniaturização dos componentes, de forma geral. Eis alguns pontos a considerar, antes de adotar a SMT:

— O uso de CIs com grande número de terminais poderá exigir um projeto especial de circuito impresso, com trilhas finíssimas e grande precisão; talvez seja preciso aumentar também o número de camadas (no caso de placas multicamada), se o espaço entre pinos for estreito demais.

— A dissipação de calor deve receber uma atenção especial. As grandes densidades de componentes podem causar problemas térmicos; pode-se considerar então a utilização de placas especiais, com boa condutividade térmica, se necessário.

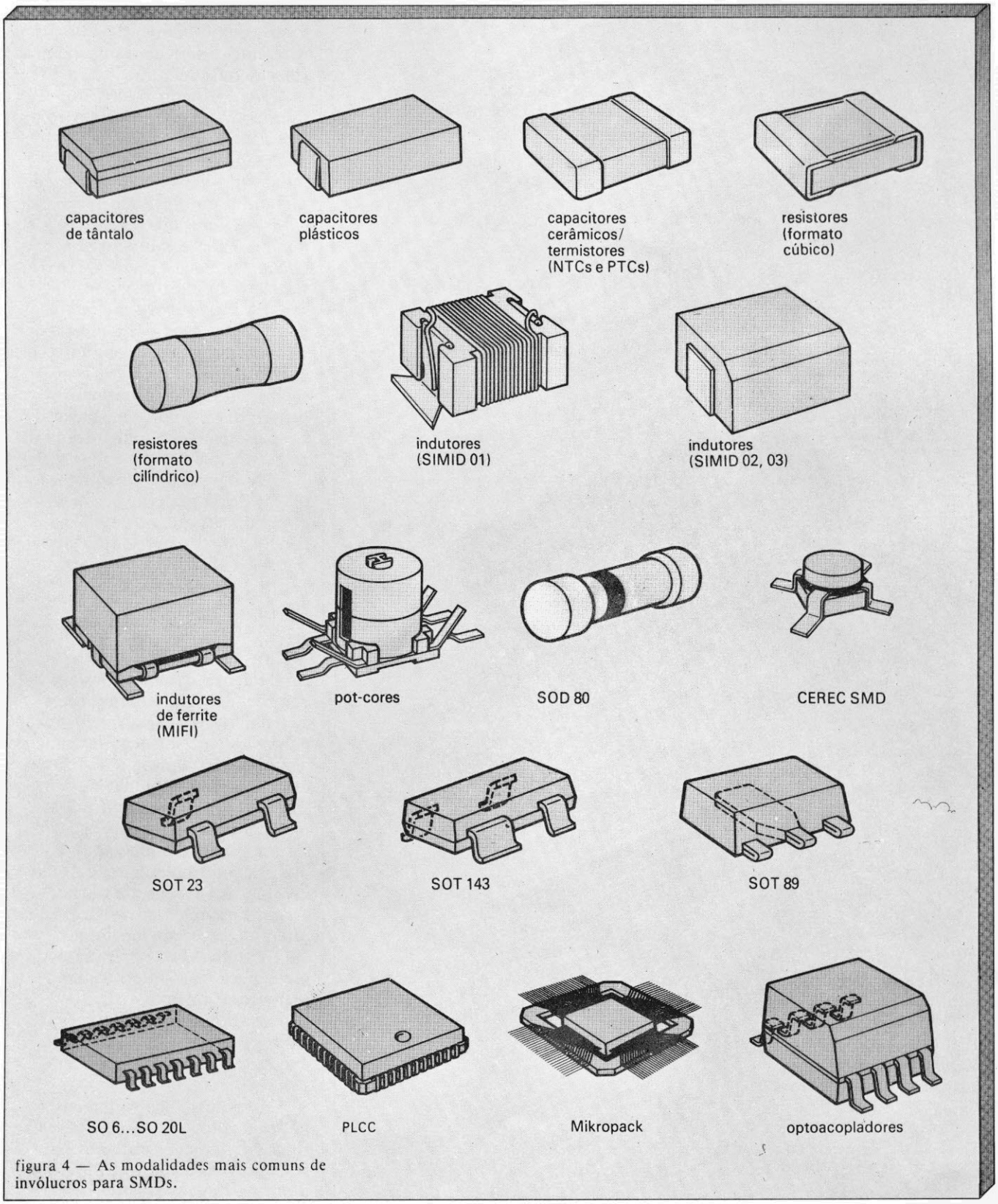


figura 4 — As modalidades mais comuns de invólucros para SMDs.

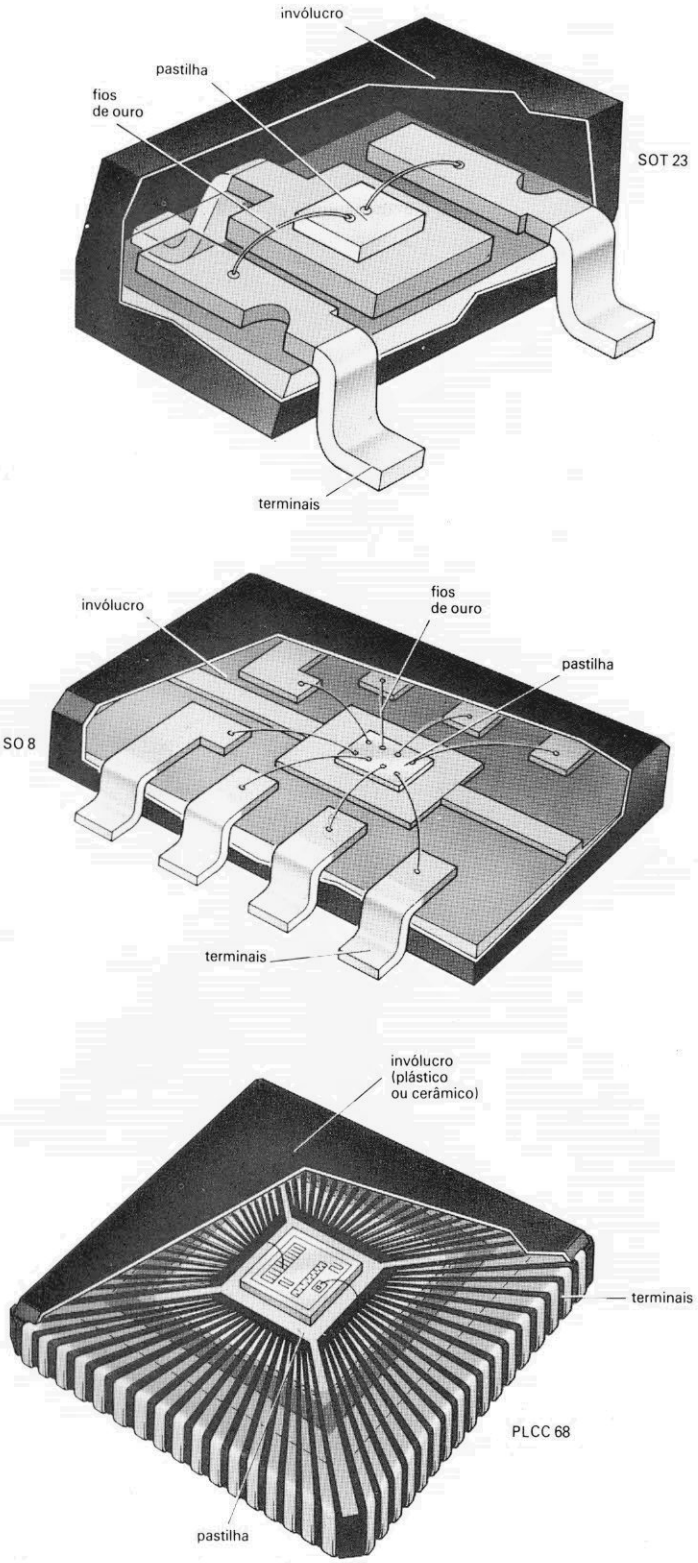


figura 5 — Vista em corte, ampliada, de três encapsulamentos SMD típicos.

— O emprego de componentes cerâmicos fica restrito em certos casos, como vimos, devido aos diferentes coeficientes de expansão (placa-componente).

— Ao projetar o circuito impresso, deve-se levar em conta que nem todos os SMDs são adequados a certos métodos industriais de soldagem, tais como mergulho ou por ondas.

— Algumas classes de componentes ainda não são encontrados na versão SMD e nem todos estão padronizados.

— A inspeção visual de soldas é dificultada, caso os terminais estejam parcialmente cobertos pelo corpo do componente; assim sendo, é preciso otimizar os processos de soldagem, a fim de simplesmente eliminar a etapa de inspeção visual.

— A reparação e manutenção de placas SMD poderão ser mais dispendiosas que as de placas convencionais, por motivos óbvios.

Uma questão de invólucro

No fundo, toda a SMT fundamenta-se nessa questão: como encapsular componentes eletrônicos de forma que ocupem menos espaço, dispensem furações nas placas e permitam agilizar a automação da montagem. As soluções encontradas foram as mais variadas, algumas simplesmente compactando e modificando ligeiramente os invólucros existentes e outras criando modelos novos, totalmente diferentes dos convencionais. Quase todas elas, no entanto, já seguem padrões internacionais, segundo as normas IEC *(International Electrotechnical Commission)* e JEDEC *(Joint Electronic Devices Engineering Council)*.

Alguns dos encapsulamentos padronizados foram reunidos na figura 4. Existem modelos para resistores, capacitores, indutores, diodos, transistores e CIs de

pequena, média e grande integração; e, apesar de não terem sido representadas, há versões SMD para transformadores, cristais de quartzo, relés, chaves, plugues e *trimmers*. A Tabela 1 detalha um pouco mais o assunto, apresentando as principais classes de componentes e os encapsulamentos SMD correspondentes.

Como se pode ver, praticamente todos os tipos de componentes, passivos e ativos, discretos e integrados, têm representantes no padrão SMD. Mas é possível também fazer adaptações nos tradicionais encapsulamentos DIP *(dual-in-line packages)*, caso não seja recomendável o desenvolvimento de um invólucro SMD para um determinado componente, por razões técnicas ou econômicas; basta dobrar seus terminais, convertendo-o em um dispositivo de montagem em superfície (e evitando, assim, a montagem do tipo misto).

A figura 5 apresenta uma vista em corte de três encapsulamentos mais corriqueiros: um SOT 23, para diodos e transitores (a), um SO 8, para CIs lineares e digitais de pequena integração (b), e um PLCC 68, especial para integrados MSI e LSI. As dimensões médias desses invólucros e de vários outros usados em SMT aparecem na Tabela 2, que foi dividida em componentes passivos e ativos. Repare também que o espaçamento padrão entre os pinos dos circuitos integrados foi reduzido de 1/10 de polegada (2,54 mm) para 1/20 de polegada (1,27 mm) — uma das razões da grande precisão de posicionamento e soldagem exigida pela SMT.

Convém observar, por fim, a codificação usada para identificar os componentes de montagem superficial. Os códigos são formados norlmamente por letras (em geral, siglas que designam o invólucro — veja o glossário) e números. Mas enquanto nos elementos ativos do tipo discreto esses números representam apenas uma padronização (SOT 23, SOD 80, por exemplo), nos CIs ele revela o número de pinos do componente — que podem variar de 4 a 100, ao longo de toda a gama disponível.

Bibliografia

— *An introduction to surface mounting* — Dr. Otmar Hintringer e Werner Maiwald, Siemens Aktiengesellchaft, divisão de componentes.
— *Surface Mount Technology Notebook* — National Semiconductor Corporation.
— *Surface Mounting Integrated Circuits* — SGS Microelettronica SpA.
— *Surface Mounted Devices* — Thomson Semiconductors.

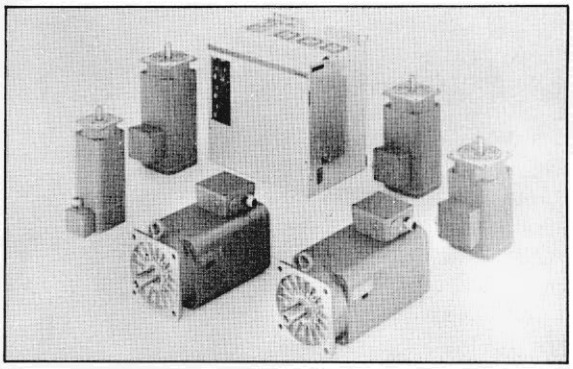
Pequeno glossário de siglas usadas em SMT

— **"Chip"**: SMDs com formato cúbico, em geral para resistores e capacitores; não deve ser confundido com o termo *chip* usado para semicondutores.
—**LCCC**: *Leadless Ceramic Chip Carrier*; encapsulamento de formato quadrado em material cerâmico, sem terminais, mas com 4 linhas de contatos.
—**MELF**: *Metal Electrode Face Bonding;* SMDs de formato cilíndrico, sem terminais, usando apenas duas "tampas" metálicas como contatos.
—**MIFI**: *Miniature Ferrite Inductors* ou indutores miniatura de ferrite.
—**PLCC**: *Plastic Leaded Chip Carrier;* encapsulamento de formato quadrado em material plástico, com 4 linhas de terminais.
—**SMA**: *Surface Mount Assembly ou* montagem em superfície.
—**SMC**: *Surface Mounted Componentes* ou componentes montados em superfície.
—**SMD**: *Surface Mounted Devices* ou dispositivos de montagem em superfície.
—**SMIC**: *Surface Mounted Integrated Circuits* ou CIs de montagem em superfície.
—**SMT**: *Surface Mount Technology* ou tecnologia de montagem em superfície
—**SO**: *Small Outline* ou perfil reduzido; encapsulamento típico dos SMICs de pequena e média integração.
—**SOT**: *Small Outline, Transistors;* encapsulamento típico de certos transistores e diodos SMD, com 3 pinos.
—**VSO**: *Very Small Outline;* encapsulamento mais compacto para CIs, com espaçamento de apenas 0,76 mm entre pinos.

Lançamentos Siemens na FMN

A Divisão de Acionamentos e Automação Industrial da Siemens brasileira reservou para a XVII Feira da Mecânica Nacional, no Parque Anhembi, um lançamento inédito em nosso mercado: a linha *Simodrive Corrente Alternada*, de servomotores e conversores para máquinas operatrizes e robótica. Embora a empresa seja líder de mercado em servos CC, resolveu introduzir agora a versão CA, acompanhando a tendência mundial; segundo os especialistas, os servos CA são bem mais rápidos, mais leves e dispensam manutenção — qualidades imprescindíveis na automação de máquinas-ferramentas.

Outro lançamento importante da Siemens, no mesmo evento, é o Centro de Controle de Motores (CCM 8 PU 601) com gavetas extraíveis, destinado a instalações industriais que precisam comandar máquinas em grandes quantidades. Dotado de gavetas modulares com capacidade até 250 A, o sistema pode ser facilmente ampliado e consertado, pois permite acesso frontal aos cabos internos, sem qualquer ferramenta especial de extração. Além disso, uma unidade danificada pode ser substituída de imediato, evitando paralisação de motores por períodos prolongados. Com esse lançamento, a Siemens visa principalmente as indústrias do setor petroquímico e siderúrgico, onde nenhuma etapa de produção pode ser interrompida sem grandes danos a todo o processo.

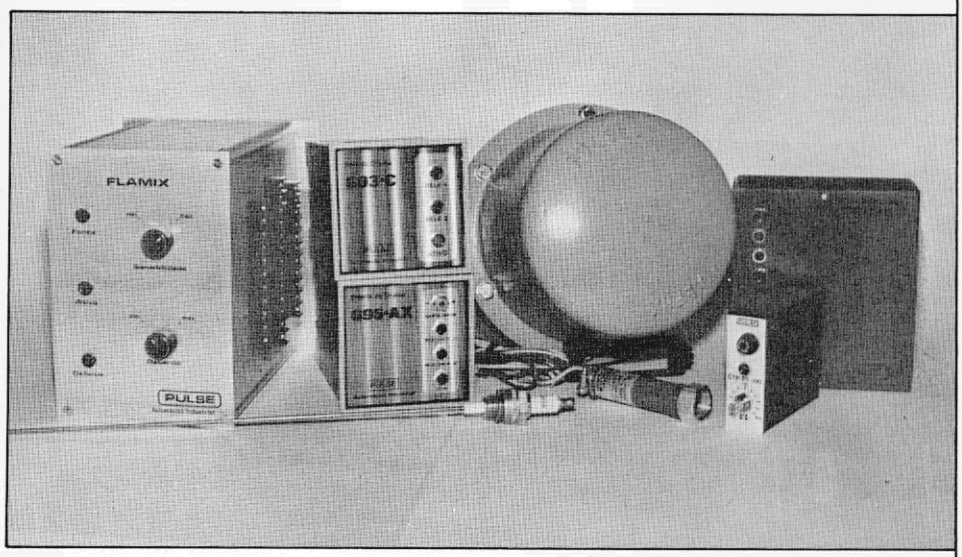


Linha completa para controle de chama

Também conhecida como fabricante de CLPs (controladores lógicos programáveis), a empresa paulista Pulse acaba de lançar um nova série de equipamentos voltados ao controle, supervisão e segurança de chamas industriais — tal como caldeiras, queimadores, estufas, aquecedores, entre outras aplicações. Batizada de "Linha de Chama Pulse", ele é composta por:

— *693-C:* relé de chama com haste de Kanthal
— *695-AX:* relé de chama com sensor ultravioleta
— *DPG-3:* detetor e programador de chama com haste de Kanthal e sensor ultravioleta
— *Flamix:* detetor e programador de chama com microprocessador, programável segundo qualquer fluxograma de processo; opera com todos os sensores
— *CTP/PT-100:* indicador/controlador preciso de temperatura, equipado com termômetro tipo PT-100; pode atuar com sensor regulador de temperatura no estiramento de tecidos leves e titulagem pesada
— *CLP-028:* controlador programável específico para o controle de chama, dispondo de até 60 pontos de entradas/saídas analógicas ou digitais, comunicação serial com outro CLP e/ou central de processamento; seu programa residente permite alterações e é de fácil operação
— *Proex:* caixa à prova de explosão, contando com um dispositivo de auto-verificação do sensor, para garantir total segurança ao processo controlado
— *Sensores:* para a detecção de chama, nos tipos ultravioleta, infravermelho e haste.

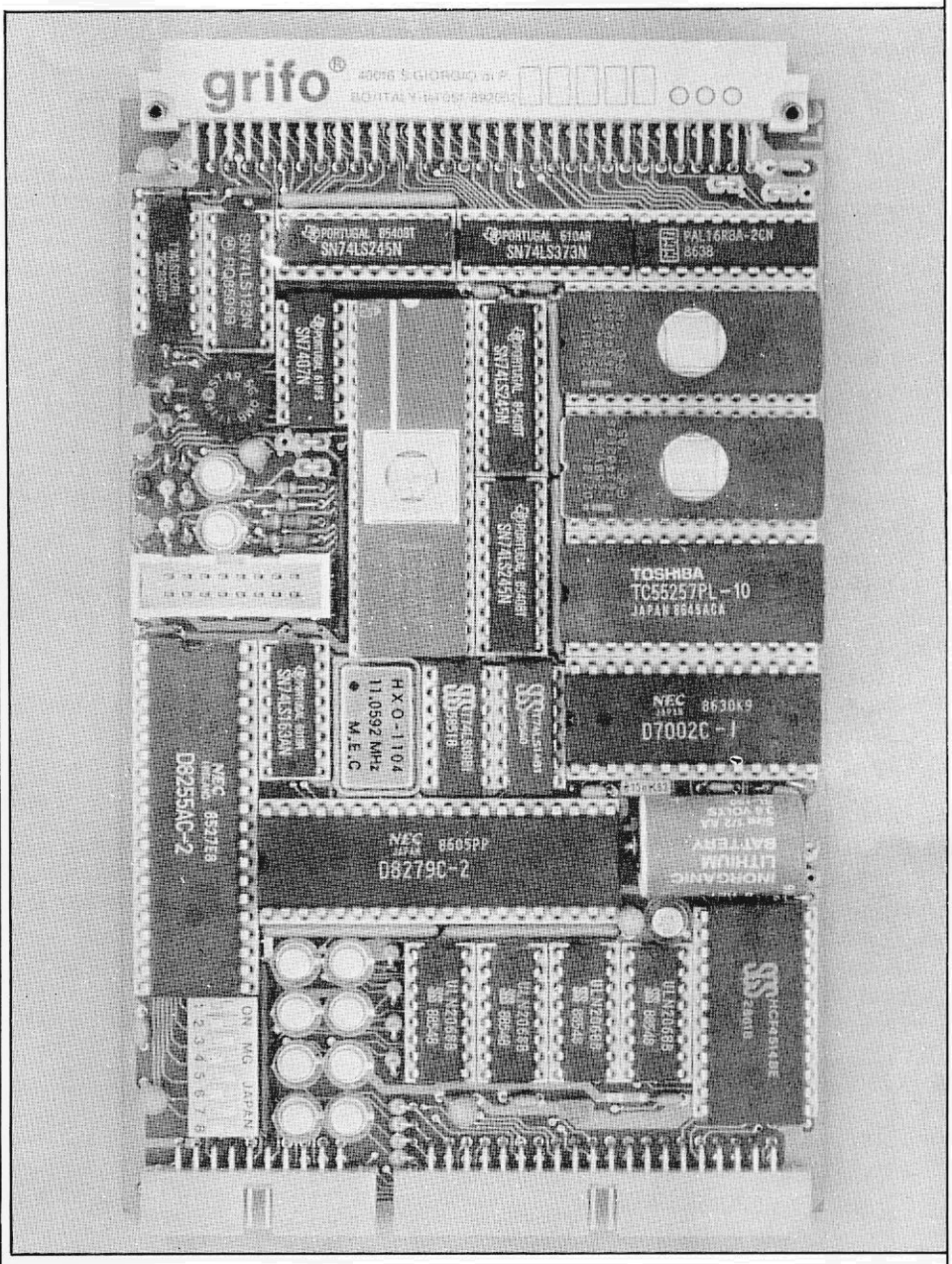
A nova linha é capaz de atuar com qualquer combustível que seja utilizado no queimador, segundo a Pulse, e possui circuitos 100% redundantes, com auto-verificação eletrônica e mecânica. A garantia é total, válida por 24 meses.



Controlador industrial polivalente

A empresa italiana Grifo está oferecendo um módulo de controle industrial utilizando a família de microcontroladores da Intel. Denominado GPC 02, ele utiliza um barramento de 16 bits, compatível com o padrão SC 84, e vem montando em um cartão *eurocard* de 100 x 160 mm. Segundo a empresa, o desenvolvimento de programas para o módulo pode começar apenas com a própria placa GPC 02, já que é fornecida com os recursos mínimos necessários para as primeiras aplicações — incluindo um programador de EPROMs embutido.

Assim sendo, o GPC 02 é adequado para o controle de automações ou equipamentos de média complexidade. No caso de aplicações mais complexas, pode-se aumentar as possibilidades do módulo básico pelo acoplamento de outros cartões ao seu barramento. Por outro lado, em casos de maior simplicidade, é possível eliminar certas funções desnecessárias da placa, visando economia de custos e otimização do circuito.



Ficha técnica

— Aceita os microcontroladores Intel 8031, 8032, 8751 (foto) e 8052 AH Basic.
— Espaço previsto para até 260 kB de RAM/EPROM.
— 32 kB de RAM com alimentação de reserva (bateria de lítio).
— Previsão para programação de EPROMs, até a 27512, usando algoritmos inteligentes.
— Indicação de status através de LEDs.
— Alimentação de 5 V/800 mA (310 mA na versão CMOS).
— Chaves DIP de 8 vias lidas por *software*.
— 16 linhas de I/O com o 8255, controláveis por *software*.
— Linha de comunicação e impressão no padrão RS 232.
— Controle inteligente para teclado e visor, baseado em um 8279, próprio para pilotar até 128 LEDs, 167 segmentos ou 64 chaves (ou uma matriz equivalente).
— Quatro linhas de conversão A/D de 12 bits com precisão de 10 bits e tempo de conversão de 5 ms.
— Disponibilidade de linguagens de alto nível para o desenvolvimento e depuração em EPROMs, tais como Forth, Debugger-trace, Basic, etc.; e também em linguagens cruzadas de computadores hospedeiros, tais como Assembler, Debugger-trace, Pascal, C e assim por diante.

Mais informações poderão ser obtidas junto à própria Grifo, cujo endereço é Via Dante, 1 — 40016 — San Giorgio di Piano — Bologna — Itália; telex nº 510198 p.p. bo 1 — grifo.

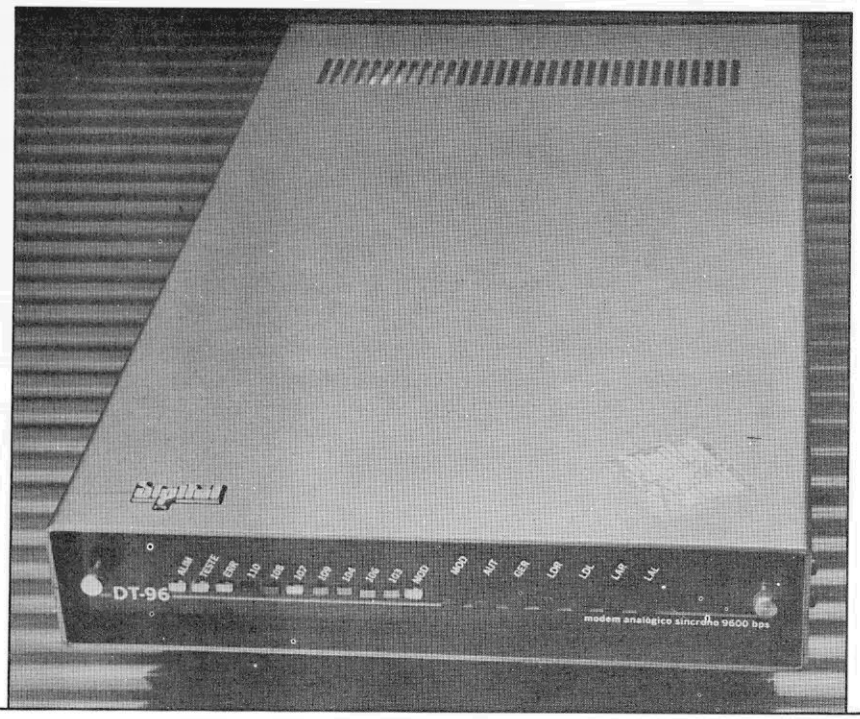
Novo modem de 9600 BPS

Lançado em fins de 1987, na última Feira de Informática, o DT96 da empresa gaúcha Digitel é o primeiro modem nacional de alta velocidade (9600 BPS), desenvolvido com tecnologia própria. Ele veio, segundo a empresa, substituir os modelos similares que utilizam tecnologia importada, proporcionando uma redução de até 50% nos custos do equipamento.

Além disso, pela utilização do processamento digital de sinais e CIs de última geração, a Digitel reduziu o número de componentes do DT96, que foi totalmente montado sobre uma única placa de circuito impresso. Ele passou a ser então um dos primeiros modens V29 do mercado mundial a ter todos os seus circuitos acomodados em uma só placa.

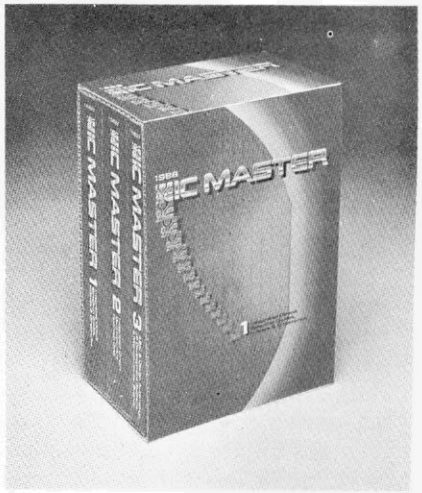
O novo modem opera na modalidade duplex a quatro fios ou semiduplex a dois ou quatro fios, em linhas privativas ou comutadas. Dispõe de vários recursos especiais, tais como dispositivo de resposta automática, gerador interno de padrões, laços de teste e chave de comutação modem/telefone. Pode ser fornecido na versão individual, com gabinete, ou então em sub-bastidores com até 10 unidades, que proporciona economia de custos e espaço.

O desenvolvimento do DT96 valeu à Digitel seu segundo prêmio Distinção Indústria da FIERGS (o primeiro foi concedido em 1983, com o equipamento STEP 1). Fundada em 1978, essa empresa lidera a área de comunicação de dados no Brasil, com um faturamento de 12 milhões de dólares em 1987 (que representa um crescimento real de 46% em relação ao ano anterior), e uma previsão de 18 milhões para este ano. Reaplicando mais de 12% de seus lucros em pesquisa e desenvolvimento, a Digitel comercializa uma das linhas mais completas do setor, incluindo multiplexadores, terminais de videotexto e consulta, equipamentos de teste e análise de dados, além dos modens. Sua matriz está situada em Porto Alegre, onde dispõe de 4 mil m² e 320 funcionários, e conta com filiais em São Paulo, Rio de Janeiro, Belo Horizonte e Brasília, assim como representação e assistência técnica a nível nacional.



Acabamos de receber

1988 IC MASTER



This is the new 1988 IC MASTER. It is *all-new* and ready to work for you. The 1988 IC MASTER is better than ever. It is easier to use. It will save you more time and money than ever before.

More than 10,000 new ICs are added. The are over 98,000 pin-for-pin replacements in the *all-news* Alternate Source Directory.

The 1988 IC MASTER is *three* volumes of hard working data about ICs.

RADIOAMADORISMO

RADIO AMATEUR HANDBOOK
EDIÇÃO 1988

Edição em inglês, agora com 1200 páginas repletas de novidades para o radioamador.

MANUAL ARRL 1986 PARA EL RADIOAFICIONDO – 63ª Edicion – Marcombo
RADIO COMMUNICATION HANDBOOK – 5th Edition – RSGB
THE COMPLETE DX'er – Locher, W9KNI
HF ANTENNAS FOR ALL LOCATIONS – Móxon, G6XN
THE SATELLITE EXPERIMENTER'S HANDBOOK – ARRL
MANUAL DEL RADIOAFICIONADO MODERNO – Mundo Electronico
THE ARRL ANTENNA BOOK – ARRL
RADIO HANDBOOK – 23rd Edition – Orr, W6SAI
MORE RADIO RECEIVER – CHANCE OR CHOICE – Lichte
YAGI ANTENNA DESIGN – Lawson, W2PV
TRANSMITTER HUNTING – RADIO DIRECTION FINDING SIMPLIFIED – Moell, KOOV
SOLID STATE DESIGN FOR THE RADIO AMATEUR – ARRL
SHORTWAVE RADIO LISTENING WITH EXPERTS – Dexter
RADIOAFICION Y CB – ENCICLOPEDIA TEORICO-PRACTICA EN 60 LECIONES – 2 Vols. – Marcombo

CONSULTE-NOS, TEMOS SEMPRE TÍTULOS NOVOS PUBLICADOS POR EDITORES NACIONAIS OU ESTRANGEIROS.

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz$ 300,00 (VARIG: Cz$ 500,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal acrescidos de Cz$ 25,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE CATÁLOGO

LITEC
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 — 01208 Sao Paulo - SP
Telefone (011) 222-0477 — Caixa Postal 30.869

THOR XT 286

O PC-AT é conhecidamente um equipamento eficaz, confiável e rápido
— Mas custa caro.

O PC-XT é reconhecidamente eficaz, confiável e barato
— Mas um tanto lento.

O PC-XT 286 é sem dúvida confiável, eficaz e rápido
— E custa barato.

Compare e faça a sua escolha levando um computador com desempenho de AT por preço de um XT.

AT

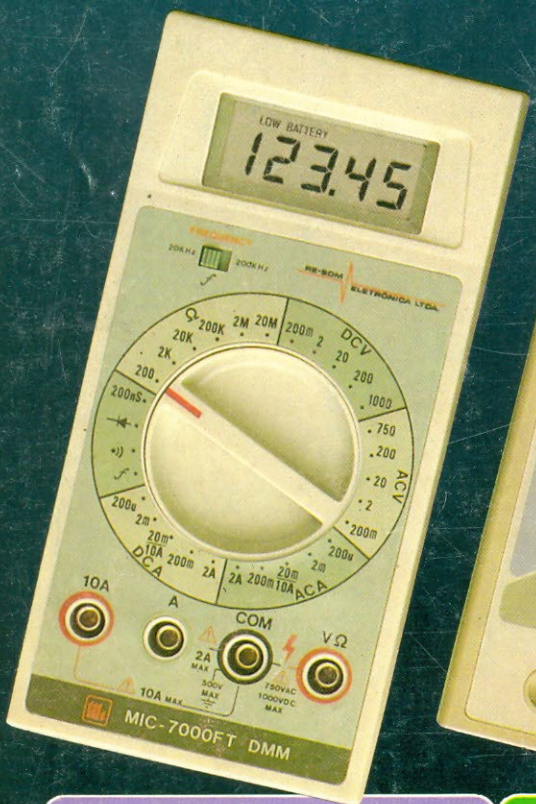
Tempo em segundos

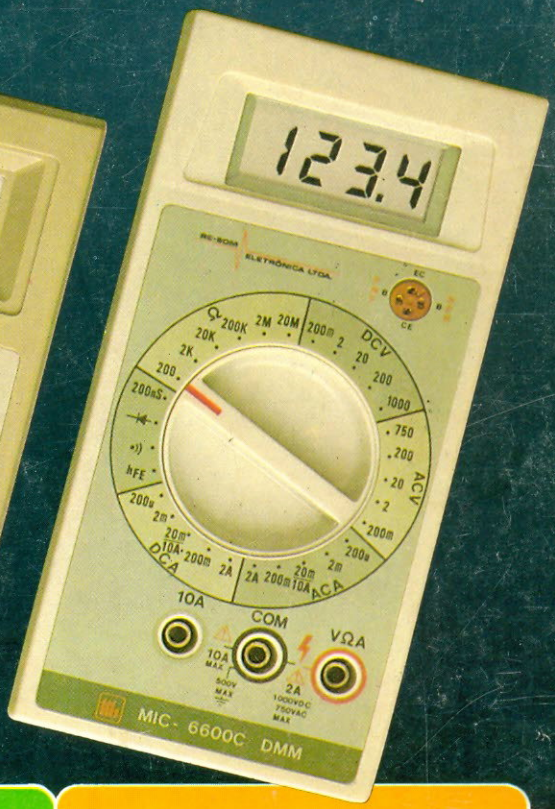
TESTE	PC/AT - 8MHz	PC/XT - 4.77MHz	XT - 286 - 8MHz
Loop For-Next - 10.000x	00:00:02	00:00:06	00:00:03
Soma/Subtração/Multiplicação/Divisão - 10.000x	00:00:05	00:00:18	00:00:09
Trigonometria - 1.000x	00:00:05	00:00:20	00:00:10
Impressão em vídeo - 1.000x	00:00:28	00:00:33	00:00:29
Cálculo de números inteiros	00:00:06	00:00:22	00:00:11
Loop com cálculo de números reais	00:00:05	00:00:20	00:00:13
Cálculo com matrizes	00:00:07	00:00:22	00:00:11
Loop GOSUB/RETURN	00:00:16	00:00:31	00:00:21
Geração, escrita e leitura de um arquivo de 30kB	00:00:20	00:00:25	00:00:21

ATS Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896 - CEP 04088 - Fone: (011) 241-9833
Telex: 1138571 APLS - Indianópolis - São Paulo - SP.

MULTÍMETRO

DIGITAL





MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua General Osório, 164 - 2º andar
CEP: 01213 - São Paulo - SP - Tel.: 221-8194 / 221-6213